



# **TÉCNICAS DE CONTROL ROBUSTO BASADO EN MODELO DE REFERENCIA E INYECCIÓN DE LA CORRIENTE DE CARGA APLICADAS A RECTIFICADORES MONOFÁSICOS CON CORRECCIÓN ACTIVA DEL FACTOR DE POTENCIA.**

**TESIS DOCTORAL**

**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA**

**AUTOR: JOSÉ MANUEL BENAVENT GARCÍA.**

**DIRECTOR: EMILIO FIGUERES AMORÓS.**

**OCTUBRE 2010.**



## **Agradecimientos**

A lo largo de la vida te encuentras con personas que, por determinadas circunstancias, pueden condicionan tu futuro, tanto para bien como para mal. Por ello quiero mostrar mi gratitud a los doctores Emilio Figueres y Gabriel Garcerá, ya que ambos han representado una influencia muy positiva en mi vida, tanto a nivel personal como profesional.



## Resumen

La proliferación en los últimos años de equipos electrónicos conectados a redes de distribución eléctrica, ha provocado la aparición de standards internacionales, como por ejemplo la norma EN 61000-3-2, que regulan la distorsión armónica de baja frecuencia que dichos equipos pueden introducir en la red. En este contexto, los rectificadores con alto factor de potencia constituyen una de las soluciones más adecuadas para reducir la distorsión armónica de la corriente consumida de la red eléctrica. En su versión monofásica y cuando no se requiere devolver energía a la red, los rectificadores con alto factor de potencia suelen implementarse mediante la asociación en cascada de un rectificador pasivo (diodos) y un convertidor dc-dc de tipo boost. Un lazo de regulación de corriente se encarga de mantener la distorsión de la corriente de entrada próxima a cero, recibiendo una señal de consigna de un lazo de regulación de la tensión de salida. Este último lazo se encarga de mantener la tensión de salida cercana a un cierto valor de referencia.

El problema más documentado en la literatura al respecto es la pobre respuesta dinámica del lazo de regulación de tensión, debido a que dicho lazo debe ser extremadamente lento para no producir distorsión en la corriente de entrada. En esta tesis se propone la aplicación de las técnicas de control Robust Model Following (RMF) y Load Injection Current (LIC) al diseño del lazo de regulación de la tensión de salida. Dichas técnicas permiten reducir considerablemente la impedancia de salida del convertidor en lazo cerrado, sin que se requiera aumentar la velocidad de respuesta del lazo de tensión. En consecuencia, mejoran de forma notable la respuesta dinámica del convertidor sin distorsionar la corriente de entrada. Una ventaja adicional de las técnicas propuestas es su bajo coste de implementación, lo que las convierte en una alternativa muy interesante para ser implementadas en equipos industriales.



## Resum

La proliferació en els últims anys d'equips electrònics connectats a xarxes de distribució elèctrica, ha provocat l'aparició d'estàndards internacionals, com per exemple la norma EN 61000-3-2, que regulen la distorsió harmònica de baixa freqüència que tals equips poden introduir en la xarxa. En aquest context, els rectificadors amb alt factor de potència constitueixen una de les solucions més adequades per a reduir la distorsió harmònica del corrent consumit de la xarxa elèctrica. En la seua versió monofàsica i quan no es requerix tornar energia a la xarxa, els rectificadors amb alt factor de potència solen implementar-se per mitjà de l'associació en cascada d'un rectificador passiu (díodes) i un convertidor dc-dc de tipus boost. Un llaç de regulació de corrent s'encarrega de mantindre la distorsió del corrent d'entrada pròxima a zero, rebent un senyal de consigna d'un llaç de regulació de la tensió d'eixida. Aquest últim llaç s'encarrega de mantindre la tensió d'eixida pròxima a un cert valor de referència.

El problema més documentat en la literatura respecte d'això és la poca resposta dinàmica del llaç de regulació de tensió, pel fet que el llaç ha de ser extremadament lent per a no produir distorsió en el corrent d'entrada. En esta tesi es proposa l'aplicació de les tècniques de control Robust Model Following (RMF) i Load Injection Current (LI2) al disseny del llaç de regulació de la tensió d'eixida. Aquestes tècniques permeten reduir considerablement la impedància d'eixida del convertidor en llaç tancat, sense que es requerisca augmentar la velocitat de resposta del llaç de tensió. En conseqüència, milloren de forma notable la resposta dinàmica del convertidor sense distorsionar el corrent d'entrada. Una avantatge addicional de les tècniques proposades és el seu baix cost d'implementació, la qual cosa les convertix en una alternativa molt interessant per a ser implementades en equips industrials.





## **Abstract**

In recent years the proliferation of electronic equipment connected to the power grid has led to the emergence of international standards, such as EN 61000-3-2. These standards regulate low frequency harmonic distortion that such equipment may introduce to the grid. In this context, high power factor rectifiers are one of the most appropriate solutions to reduce harmonic distortion in the current drawn from the mains. When no power is returned to the grid, single phase high power factor rectifiers are typically implemented by the cascade association of a passive rectifier (diodes) and a dc-dc boost converter. A current control loop keeps the distortion of input current close to zero, while the reference signal is obtained from the output voltage control loop. This last loop keeps the output voltage close to a certain reference value.

The most documented problem in the related literature is the poor dynamic response of the voltage control loop, as that loop must be extremely slow in order to not produce any distortion in the input current. In this thesis, Robust Model Following (RMF) and Load Current Injection (LCI) techniques are applied to the control loop design of the output voltage. With these techniques the closed loop output impedance of the converter is significantly reduced without the need to increase the speed of the voltage control loop. As a result, the converter dynamics improve significantly without distorting the input current. An additional advantage of the proposed techniques is their low cost, which makes them a very interesting alternative for implementation in industrial equipment.



# ÍNDICE

## CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN Y ESTADO DE LA TÉCNICA

1.1 Introducción.....	3
1.1.1 Control lineal de convertidores conmutados.....	3
1.1.2 Rectificadores con alto factor de potencia.....	7
1.2 Problemática asociada a la introducción de armónicos en la red por los circuitos rectificadores.....	8
1.3 Normativa sobre armónicos en la red .....	11
1.4 El rectificador ideal .....	14
1.5 Aproximación al rectificador ideal.....	15
1.6 Control del rectificador con corrección activa del factor de potencia .....	18
1.7 Tendencias actuales en el control de rectificadores con corrección activa del factor de potencia.....	21

## CAPÍTULO 2. OBJETIVOS DE LA TESIS

2.1 Objetivos de la tesis doctoral.....	25
---	----

## CAPÍTULO 3. ESTUDIO DEL *BOOST PFC-ACC* CON PREALIMENTACIÓN

3.1 Introducción.....	31
3.2 Esquema del <i>boost PFC-ACC</i> .....	31
3.3 Obtención del modelo de pequeña señal del <i>boost PFC-ACC</i> . 32	
3.3.1 Modelo de pequeña señal de la etapa de potencia <i>boost</i> 33	
3.3.2 Modelo de pequeña señal del multiplicador-divisor .....	34
3.3.3 Modelo de pequeña señal del control <i>ACC</i> aplicado al <i>boost-PFC</i> .....	37

3.4 Estudio del control modo corriente ACC aplicado al <i>boost PFC</i>	39
3.4.1 Lazo de corriente $T_i(s)$ .....	39
3.4.2 Función $VOC(s)$ .....	41
3.4.3 Impedancia de salida en lazo abierto $Z_{ool}(s)$ .....	43
3.4.4 Lazo de tensión $T_v(s)$ .....	45
3.4.5 Impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{ocl-acc}(s)$ .....	47
3.5 Implementación del control ACC en un rectificador con corrección del factor de potencia .....	48
3.5.1 Descripción de la etapa de potencia .....	48
3.5.2 Descripción de la etapa de control ACC .....	49
3.6 Estudio analítico .....	53
3.7 Resultados experimentales .....	59
3.7.1 Estudio en el dominio de la frecuencia (pequeña señal) .....	59
3.7.2 Estudio en el dominio del tiempo (gran señal) .....	63
3.8 Discusión de resultados .....	67

## **CAPÍTULO 4. CONTROL ROBUSTO BASADO EN MODELO DE REFERENCIA**

4.1 Introducción .....	73
4.2 Diagrama de bloques completo del control modo corriente robusto basado en modelo de referencia .....	74
4.3 Descripción del lazo <i>RMF</i> basado en modelo de referencia paso- bajo .....	76
4.3.1 Lazo interno $T_{int}(s)$ y lazo de referencia $T_{ref}(s)$ .....	76
4.3.2 Función de transferencia "vista" por el regulador de tensión: $VOU(s)$ .....	77
4.3.3 Diseño del lazo $T_{int}(s)$ y elección de $VOC_{ref}(s)$ .....	77

4.3.4 Diseño del regulador de tensión $G_v(s)$ .....	80
4.3.5 Regulador de tensión equivalente $G_{v,eq}(s)$ y lazo de tensión equivalente $T_{v,eq}(s)$ .....	80
4.3.6 Mejora del rechazo a perturbaciones .....	82
4.3.7 Procedimiento de diseño del control <i>RMF</i> .....	85
4.4 Implementación del control <i>RMF</i> en un rectificador con corrección del factor de potencia .....	85
4.5 Estudio analítico .....	87
4.6 Resultados experimentales .....	91
4.6.1 Estudio en el dominio de la frecuencia (pequeña señal) .....	91
4.6.2 Estudio en el dominio del tiempo (gran señal) .....	95
4.7 Discusión de resultados .....	103

## **CAPÍTULO 5. INYECCIÓN DE LA CORRIENTE DE CARGA**

5.1 Introducción.....	109
5.2 Descripción del método .....	109
5.2.1 Estudio en gran señal.....	109
5.2.2 Estudio en pequeña señal .....	115
5.3 Resultados experimentales .....	118
5.3.1 Estudio en el dominio de la frecuencia (pequeña señal) ...	120
5.3.2 Estudio en el dominio del tiempo (gran señal) .....	124
5.3.3 Estudio de la aplicación combinada <i>RMF-LI2</i> .....	134
5.4 Discusión de resultados .....	137

## **CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN**

6.1 Conclusiones.....	141
6.2 Futuras líneas de investigación .....	144

<b>APÉNDICE 1. MATERIALES EMPLEADOS .....</b>	<b>149</b>
<b>APÉNDICE 2. PUBLICACIONES.....</b>	<b>165</b>
<b>APÉNDICE 3. REFERENCIAS.....</b>	<b>195</b>

# CAPÍTULO 1

*INTRODUCCIÓN Y ESTADO DE LA TÉCNICA*





## 1.1 Introducción

### 1.1.1 Control lineal de convertidores conmutados

Los convertidores de potencia conmutados son sistemas no lineales que admiten ser linealizados en torno a un punto de operación, obteniéndose un modelo de pequeña señal y baja frecuencia (válido hasta la mitad de la frecuencia de conmutación, aproximadamente) mediante el cual se puede proceder al diseño de las estructuras de regulación apropiadas de acuerdo con unas especificaciones determinadas: ancho de banda en lazo cerrado, estabilidad, rechazo de perturbaciones, etc. [1][2][3]. Tradicionalmente, los lazos de regulación lineales de convertidores conmutados realimentan una o varias de las variables de estado de la etapa de potencia: la tensión en los condensadores de salida y la corriente en los inductores, o en un elemento que conduzca la corriente de un inductor en algún momento del periodo de conmutación. Esto da lugar a los métodos de control lineal más extendidos actualmente: el control modo tensión o VMC [3] (del inglés "*Voltage-Mode Control*") y el control modo corriente o CMC (del inglés "*Current-Mode Control*") [4]-[14].

El control modo tensión [3], caracterizado por realimentar únicamente la tensión de salida y emplear un solo regulador, se desarrolló en la década de los 70 y fue ampliamente superado en prestaciones a finales de los 80 [5] por los controles modo corriente, cuya característica común es la presencia de dos lazos de regulación: uno externo de tensión que controla la tensión de salida y otro interno de corriente que realimenta la corriente en el inductor (o la corriente en un interruptor que conduzca la del inductor durante ciertos intervalos de tiempo).

Las principales ventajas que se derivan de los controles modo corriente son: la protección intrínseca contra sobrecorrientes en la etapa de potencia, la posibilidad de conectar en paralelo varios convertidores y la simplicidad del diseño del regulador de tensión, ya que la función de transferencia del lazo interno de corriente cerrado (que es la que "ve" el lazo de tensión) puede ser asimilada a un sistema de primer orden [4]-[14].

Entre los controles modo corriente destacan el modo corriente de pico o *CIC* (del inglés "*Current-Mode Injected Control*") [4][8], que se caracteriza por el sensado de la corriente en uno de los interruptores de potencia y utilizar un lazo interno de corriente cuyo regulador puede ser asimilado a una ganancia constante, y el control modo corriente media o *ACC* (del inglés "*Average Current-Mode Control*") [9]-[14], que sensa la corriente directamente en el inductor.

*CIC* presenta una acusada sensibilidad frente al ruido de conmutación, ya que el sensado de corriente se efectúa en uno de los conmutadores de la etapa de potencia y en consecuencia la medida presenta un ruido apreciable (oscilaciones de alta frecuencia), cada vez que el transistor conmuta. En la actualidad, *ACC* constituye una alternativa interesante frente a *CIC*, pues mantiene las ventajas características de los controles modo corriente, mejorando los problemas de ruido en la medida. Una ventaja adicional que ofrece *ACC* sobre *CIC* es la posibilidad de introducir reguladores más sofisticados en el lazo de corriente (en *CIC* el regulador de corriente puede asimilarse a una simple ganancia), aumentando la flexibilidad en el diseño [9]-[14].

Además de los métodos de control citados, existen otros que se han venido utilizando en menor medida, "*Hysteretic Control*" [15], "*Critical Conduction Mode Control*" [15], "*Nonlinear Carrier Control*" [15][16] o "*One-Cycle Control*" [17] son algunos ejemplos.

El principal inconveniente de las técnicas de regulación lineal convencionales, aplicadas al control de convertidores conmutados, reside en la influencia que sobre el modelo lineal tienen las denominadas incertidumbres del sistema, esto es, el punto de operación elegido (que determina fuertemente el modelo de pequeña señal, sobretodo en conducción discontinua) y las variaciones de los elementos de la etapa de potencia respecto a unos valores nominales (debidas a la tolerancia de los componentes, envejecimiento, elementos parásitos no modelados, etc.). Como resultado, los reguladores diseñados para el modelo nominal pueden ver mermada su eficacia, degradándose las prestaciones y la estabilidad de la regulación (llegando en ocasiones a la inestabilidad si se producen diferencias importantes entre el modelo nominal y el convertidor real). Desde esta

perspectiva, se comprende el interés de perfeccionar estructuras de regulación robustas, en el sentido de presentar una reducida sensibilidad frente a incertidumbres tanto estructuradas (tolerancias de los componentes, por ejemplo) como no estructuradas (variaciones de la tensión de entrada y de la carga, principalmente).

El diseño de los lazos de control en convertidores conmutados presenta una problemática similar a la de otros sistemas regulados: los objetivos de diseño para obtener alta robustez de prestaciones (rechazo de perturbaciones, seguimiento de consigna, etc.) son contradictorios con la llamada robustez en estabilidad (insensibilidad ante ruido de alta frecuencia, modos no modelados, etc.). Para reconciliar ambas vertientes es necesario llegar a soluciones de compromiso que han dado lugar a diversos enfoques dentro de la teoría de control robusto: *H-infinito* [18]-[21], *mu-synthesis* [22][23], etc.

En esta línea, en el seno del Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales de la UPV se han propuesto diversas técnicas de control de convertidores conmutados con prestaciones robustas [24][32], estando algunas de ellas protegidas por patentes [33][34]. La aplicación de dichas técnicas a convertidores complejos, con grandes variaciones en el punto de operación (inversores monofásicos y trifásicos, rectificadores con alto factor de potencia, etc.), así como la concepción de nuevas técnicas cuyo objetivo es la mejora de la robustez de sistemas electrónicos de alimentación, constituyen algunas de las líneas de trabajo en las que se ha especializado el grupo.

Las primeras técnicas de control robusto desarrolladas por el Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales de la UPV, se aplicaron a convertidores conmutados con control *CIC* [24][25]. Posteriormente evolucionaron para poder ser empleadas sobre controles *ACC*, apareciendo, por orden cronológico, los controles *3CRACC* ("*Three-Controller Average Current-mode Control*") [26], *A3LACC* ("*Analog Adaptive Three-Loop Average Current-mode Control*") [27], *A2LVMC* ("*Adaptive Two-Loop Voltage Mode Control*") [28][29]. Estos controles mejoran la impedancia de salida y la audiosusceptibilidad, ambas en lazo cerrado, respecto del *ACC* convencional. Además, estas propiedades se mantienen con

variaciones importantes de la tensión de entrada, de la carga, de los valores de los elementos pasivos de la etapa de potencia y del número de módulos conectados (en el caso de convertidores modulares). El principal inconveniente de los controles robustos mencionados anteriormente, se encontraba en el hecho de introducir lazos con un comportamiento de filtro paso-alto, por lo que aparecían limitaciones en el diseño causadas por la tendencia de estos lazos a amplificar el ruido. En 2003 se propuso el control *RMF* ("*Robust Model Following*") aplicable a *CIC* [30] y a *ACC* [31][32], caracterizado por sustituir el comportamiento paso-alto por un comportamiento paso-bajo, eliminando las citadas limitaciones en el diseño.

Esta tesis se enfoca hacia la mejora de la respuesta dinámica de los denominados rectificadores con alto factor de potencia, que suponen una solución de creciente interés para el cumplimiento de las normativas actuales sobre armónicos en redes eléctricas [35], y supone un paradigma de sistema de alimentación conmutado con grandes variaciones en el punto de operación, lo que supone una dificultad añadida que no sufren, o lo hacen en mucha menor medida, los convertidores dedicados a la conversión dc-dc. En concreto, la respuesta de la tensión de salida en rectificadores con alto factor de potencia derivados de la topología *Boost*, una de las implementaciones más frecuentes y la topología en la que se centra la tesis, está fuertemente limitada en frecuencia [36][37], por lo que la búsqueda de métodos que permitan reducir los efectos de las variaciones de carga sobre la tensión de salida del convertidor es un objetivo que ha suscitado un importante esfuerzo investigador en los últimos años [38]-[45].

Se propondrán soluciones orientadas a la mejora del lazo de regulación de la tensión de salida de dichos convertidores, el problema más documentado en la literatura al respecto [15][36][37], mediante la aplicación de técnicas de control robusto basado en modelo de referencia *RMF* ("*Robust Model Following*") [48]-[51] e inyección de la corriente de carga *LI2* ("*Load Current Injection*") [52][53]. Ambas técnicas, *RMF* [24][34] y *LI2* [54]-[59], han sido propuestas en el pasado para el control de otros tipos de convertidores dc-dc e inversores, la segunda de ellas de uso muy difundido en los denominados "*Voltage-Regulator-Modules*" (*VRM*), empleados para la alimentación de microprocesadores.

Sin embargo, no existen en la literatura trabajos en los que se hayan aplicado a la mejora de la respuesta dinámica de rectificadores con alto factor de potencia, con la excepción, claro está, de los que han sido fruto de este trabajo de tesis. En particular, la técnica bautizada como LI2 recibe usualmente el nombre de prealimentación de carga o "*Load feed-forward*" [54]-[59]. En esta tesis se demuestra que dicha terminología no es rigurosa, pues la inyección de la corriente de carga en las señales de control efectivamente tiene un efecto de prealimentación, pero también de realimentación positiva que puede afectar a la estabilidad del convertidor (si bien se demuestra en la tesis que, empleando la técnica correctamente, la estabilidad no se ve comprometida en modo alguno).

A continuación se exponen las principales características de los rectificadores con alto factor de potencia.

### **1.1.2 Rectificadores con alto factor de potencia**

Normalmente, los equipos electrónicos incorporan convertidores DC-DC y/o DC-AC y otros tipos de subsistemas electrónicos que requieren ser alimentados con tensión continua. Tradicionalmente, para obtener la tensión continua a partir de la red eléctrica se han utilizado circuitos rectificadores, formados por diodos y/o tiristores, seguidos del filtro adecuado [15]. Esta solución resulta económica, fiable y de sencillo diseño, pero presenta el inconveniente de introducir un elevado contenido de armónicos en la corriente de red.

Como ya es bien conocido, los efectos perjudiciales de la introducción de armónicos en la corriente de red son numerosos, entre los cuales podemos destacar el aumento de pérdidas en los cables, transformadores y generadores de la red, la necesidad de sobredimensionar los condensadores de los sistemas de corrección del factor de potencia, la aparición de corrientes resonantes y fallos en dispositivos de protección de difícil predicción y, finalmente, la degradación de la forma de onda de la tensión, especialmente en el caso de redes débiles (esto es, aquellas con una impedancia de línea importante). Este último, a su vez, acarrea otros efectos perniciosos como son el aumento de pérdidas en transformadores y motores, fallos en dispositivos y sistemas que comparten línea, etc.

En las últimas décadas los equipos electrónicos de media y baja potencia, caracterizados por emplear circuitos rectificadores monofásicos no controlados con filtro por condensador, han sufrido un crecimiento exponencial. De esta forma, la “contaminación armónica” que introducen sus rectificadores, se ha convertido en un verdadero problema. Por ello se han desarrollado diversas normativas, tales como la EN 61000-3-2 [35], con el fin de limitar la cantidad de armónicos que estos equipos introducen en la red.

Para reducir en lo posible la introducción de armónicos en la corriente de red, es posible utilizar técnicas basadas en elementos reactivos [15], pero su elevado coste, volumen y peso no los hace recomendables para la mayoría de las aplicaciones.

Debido a las limitaciones inherentes a las técnicas basadas en elementos reactivos, es cada vez más frecuente el uso de sistemas electrónicos basados en convertidores conmutados, tales como el Boost, en los cuales se emplean técnicas de control que regulan la corriente de entrada. Gracias a estas técnicas de control, se puede llegar a conseguir que la corriente absorbida de la red sea la que correspondería a una carga resistiva, dando lugar a lo que podríamos llamar *“rectificador ideal”*, *“rectificador con corrección activa del factor de potencia”* o *“rectificador con alto factor de potencia”* [15].

En el presente capítulo se realiza una revisión de la problemática asociada a la introducción de armónicos en la red por parte de los circuitos rectificadores en sistemas monofásicos (equipos de baja y media potencia). Así mismo, se revisarán las principales alternativas, que encontramos en la actualidad, a los circuitos rectificadores tradicionales.

## **1.2 Problemática asociada a la introducción de armónicos en la red por los circuitos rectificadores**

La forma clásica de alimentar un equipo electrónico de baja o media potencia, a partir de la red eléctrica, es mediante la utilización de un rectificador monofásico de onda completa con filtro capacitivo, según el esquema mostrado en la figura 1.1. En la

citada figura también se muestra la forma de onda de la corriente absorbida de la red por el rectificador  $i_{ac}$  y de la tensión de red  $v_{ac}$ .

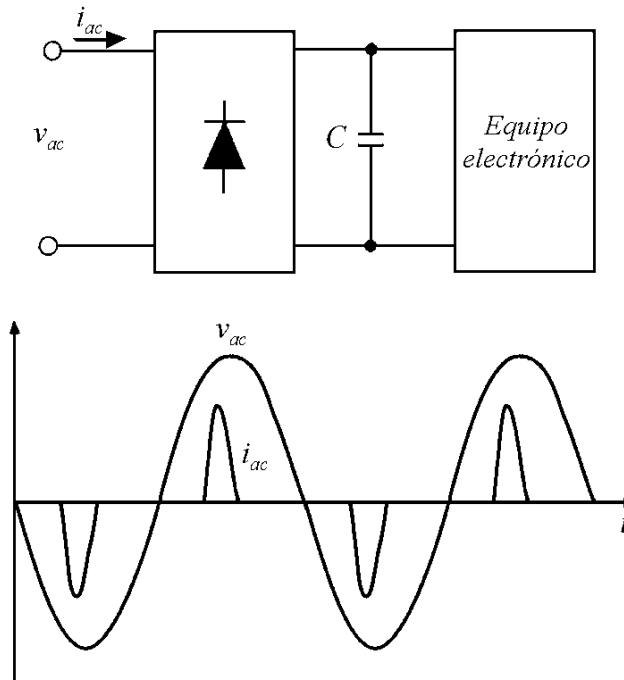


Fig. 1.1: conexión a la red eléctrica de un equipo electrónico mediante circuito rectificador y filtro capacitivo

La tensión de red debe presentar una distorsión armónica baja, por lo que, para este análisis, asumiremos un comportamiento senoidal.

$$v_{ac} = \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \cos(\omega t) \quad (1.1)$$

En cambio, la corriente absorbida de la red dista mucho de ser senoidal. Como se observa en la figura 1.1, la corriente de red  $i_{ac}$  está formada por picos de corta duración coincidentes con los valores máximo y mínimo de la tensión de red. Desarrollando en serie de Fourier se obtiene que la corriente de red está formada por la componente fundamental y los armónicos superiores, tal y como se muestra en (1.2).

$$i_{ac} = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \cos(\omega t - q_1) + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \cos(n\omega t - q_n) \quad (1.2)$$

Aplicando la definición de valor eficaz a la corriente de red (1.2), se obtiene que el cuadrado del valor eficaz de la corriente de red es igual a la suma de los cuadrados de los valores eficaces de los términos de su desarrollo en serie de Fourier.

$$I_{ac} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{ac}^2 \cdot dt} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (1.3)$$

La potencia absorbida de la red vendrá dada por la expresión (1.4).

$$P_{ac} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ac} \cdot i_{ac} \cdot dt \quad (1.4)$$

Sustituyendo en esta expresión los valores de  $v_{ac}$  (1.1) y de  $i_{ac}$  (1.2) y operando se obtiene la expresión (1.5).

$$P_{ac} = V_{ac} \cdot I_1 \cdot \cos(q_1) \quad (1.5)$$

Como se observa, a la potencia absorbida de la red que, suponiendo las pérdidas en el rectificador despreciables, es transmitida a la carga, no contribuye más que el valor eficaz del armónico fundamental. Así pues, los valores eficaces de los armónicos superiores aumentan el valor eficaz de la corriente de red, con todos los perjuicios que esto acarrea, sin contribuir a la potencia en la carga.

Se define la distorsión total armónica de la corriente  $THD_i$  como la relación entre el valor eficaz de la corriente de red, sin incluir la componente fundamental, y el valor eficaz de esta última.

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_{ac}^2 - I_1^2}}{I_1} \rightarrow THD_i \% \approx 110\% \dots 150\% \quad (1.6)$$



En este tipo de rectificadores el  $THD_i$  presenta valores bastante elevados, del orden del 110% al 150%, cuando idealmente debería ser 0.

Se define el factor de potencia como la relación entre la potencia absorbida de la red y el producto de los valores eficaces de tensión y corriente de red.

$$PF = \frac{P_{ac}}{V_{ac} \cdot I_{ac}} \quad (1.7)$$

Introduciendo en (1.7) las expresiones (1.3), (1.5) y (1.6) nos queda:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \cdot \cos(q_1) \rightarrow \begin{cases} \cos(q_1) \rightarrow \text{factor de desplazamiento} \\ \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \rightarrow \text{factor de distorsión} \end{cases} \quad (1.8)$$

En este tipo de rectificadores el factor de desplazamiento, presenta valores muy próximos a la unidad, mientras que el factor de distorsión, debido al elevado  $THD_i$ , presenta valores reducidos, del orden del 55% al 65%, siendo el causante del bajo factor de potencia que se consigue con estos circuitos rectificadores.

En conclusión, se trata de un circuito rectificador que absorbe una corriente de red con un elevado contenido de armónicos, con el consiguiente bajo factor de potencia, y con todos los efectos perjudiciales que esto conlleva, algunos de los cuales ya han sido mencionados en el apartado 1.1.2.

### 1.3 Normativa sobre armónicos en la red

En vista de los efectos perjudiciales de los armónicos de corriente sobre la red eléctrica, diversas organizaciones internacionales han desarrollado normativas con el objeto de limitar la cantidad de armónicos de corriente que los equipos electrónicos pueden introducir en la red. Así, la *"Industrial Electrical and Electronical Society"* desarrolló la IEEE519 y la *"International Electrotechnical Commision"* propuso la IEC1000-3-2, la cual establece límites similares a la norma europea EN61000-3-2 [35].

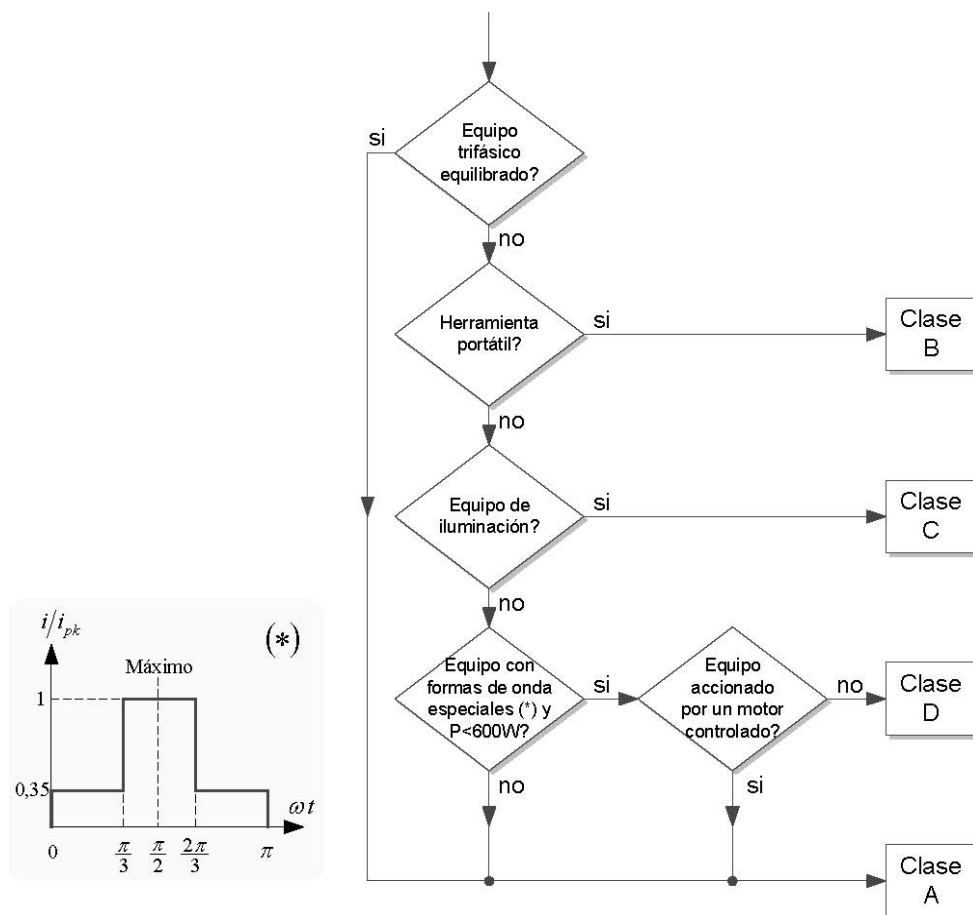


Fig. 1.2: clasificación de equipos con conexión a redes públicas y corriente de entrada  $< 16A$  según la norma EN 61000-3-2

La norma que se está aplicando en nuestro entorno es la EN61000-3-2. Esta norma establece los límites sobre los armónicos de corriente en la entrada de equipos industriales, con conexión a redes públicas, cuyo consumo por fase sea inferior a 16 amperios. Según esta norma, los equipos se clasifican según el diagrama de flujo mostrado en la figura 1.2, en la cual la forma de onda especial de corriente es aquella cuya envolvente se encuentra, al menos durante el 95% del tiempo, dentro de la T invertida mostrada en la citada figura.

Impares	$I_{k\text{-max}}$ (A)	Pares	$I_{k\text{-max}}$ (A)
3	2,30	2	1,08
5	1,14	4	0,43
7	0,77	6	0,30
9	0,40	$8 = k = 40$	$1,84/k$
11	0,33		
13	0,21		
$15 = k = 39$	$2,25/k$		

Tabla 1.1: límites clase A para armónicos de orden  $k$ 

Orden armónico (k)	Máxima corriente admisible	
	(mA/W) <sup>(1)</sup>	(A) <sup>(2)</sup>
3	3,40	2,30
5	1,90	1,14
7	1,00	0,77
9	0,50	0,40
11	0,35	0,33
13	0,296	0,21
$15 = k = 39$	$3,85/k$	$2,25/k$

Tabla 1.2: límites clase D ( $P > 75W$ )

(1) referido a la potencia nominal; (2) valor máximo absoluto

Así, la corriente absorbida por un rectificador convencional con filtrado capacitivo estará sometida a los límites establecidos por la clase D. Sin embargo, la forma de onda de la corriente de entrada de un “Rectificador con corrección activa del factor de potencia”, circuito que veremos posteriormente en este capítulo, no se considera especial, por lo que a este tipo de rectificadores se les aplican los límites de la clase A. Como se puede observar en las tablas 1.1 y 1.2, la clase A es mucho menos restrictiva que la clase D, ya que en la primera únicamente se establecen límites absolutos y no relativos a la potencia del equipo.

En conclusión, los “rectificadores con corrección activa del factor de potencia”, que veremos en los siguientes apartados, no solo proporcionan mejores factores de potencia y menor distorsión armónica de la corriente, además se ven favorecidos por una normativa menos exigente.

## 1.4 El rectificador ideal

Supongamos un rectificador que se comportara respecto de la red eléctrica como una resistencia, con lo que la corriente de red vendría dada por la expresión (1.9).

$$i_{ac} = \frac{v_{ac}}{R_e} \quad (1.9)$$

En el caso de que la tensión de red no tenga distorsión, la corriente tampoco la tendrá, correspondiendo con la expresión (1.10).

$$v_{ac} = \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \cos(\omega t) \rightarrow i_{ac} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ac}}{R_e} \cdot \cos(\omega t) = \sqrt{2} \cdot I_{ac} \cdot \cos(\omega t) \quad (1.10)$$

Así, la potencia absorbida de la red será:

$$P_{ac} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ac} \cdot i_{ac} \cdot dt = \frac{V_{ac}^2}{R_e} \quad (1.11)$$

Y aplicando la definición de factor de potencia se comprueba que éste es la unidad.

$$PF = \frac{P_{ac}}{V_{ac} \cdot I_{ac}} = 1 \quad (1.12)$$

En el caso de que la tensión de red presentara cierto contenido de armónicos, los armónicos de la corriente de red serán proporcionales y en fase con los de la tensión de red, tal como se muestra en (1.13).

$$\begin{aligned} v_{ac} &= V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V_n \cdot \cos(n\omega t - q_n) \\ i_{ac} &= I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \cos(n\omega t - q_n) = \frac{V_0}{R_e} + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot \frac{V_n}{R_e} \cdot \cos(n\omega t - q_n) \end{aligned} \quad (1.13)$$

De esta forma, los valores eficaces de la tensión y corriente de red serán los mostrados en las expresiones (1.14) y (1.15) respectivamente.

$$V_{ac} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{ac}^2 \cdot dt} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (1.14)$$

$$I_{ac} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{ac}^2 \cdot dt} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = \sqrt{\frac{V_0^2}{R_e^2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{R_e^2}} = \frac{V_{ac}}{R_e} \quad (1.15)$$

La potencia absorbida de la red quedará como indica (1.16).

$$P_{ac} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ac} \cdot i_{ac} \cdot dt = V_0 \cdot I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n = \frac{V_0^2}{R_e} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{R_e} \quad (1.16)$$

$$P_{ac} = \frac{V_{ac}^2}{R_e}$$

Con lo que se comprueba que también en este caso el factor de potencia resulta la unidad.

Así pues, si un rectificador se comporta respecto de la red eléctrica como una resistencia su factor de potencia será unitario. A este tipo de rectificador le llamaremos *“rectificador ideal”*, *“rectificador con corrección activa del factor de potencia”* o *“rectificador con alto factor de potencia”*.

## 1.5 Aproximación al rectificador ideal

En la figura 1.3 se observa una aproximación a lo que sería un rectificador ideal. Consta de un rectificador convencional de onda completa seguido de un convertidor Dc-Dc, cuya salida se convierte en la salida del rectificador ideal.

El circuito de control se encarga de actuar sobre el convertidor Dc-Dc de forma que la corriente de entrada a éste,  $i_g$ , sea proporcional a la tensión de red rectificadora,  $v_g$ . De esta forma se logra que el rectificador ideal se comporte respecto de la red como una resistencia, figura 1.4.

Si suponemos la tensión de red senoidal y la tensión de salida del rectificador ideal constante, tendremos que la función de

transferencia del convertidor Dc-Dc quedará determinada por la expresión (1.17).

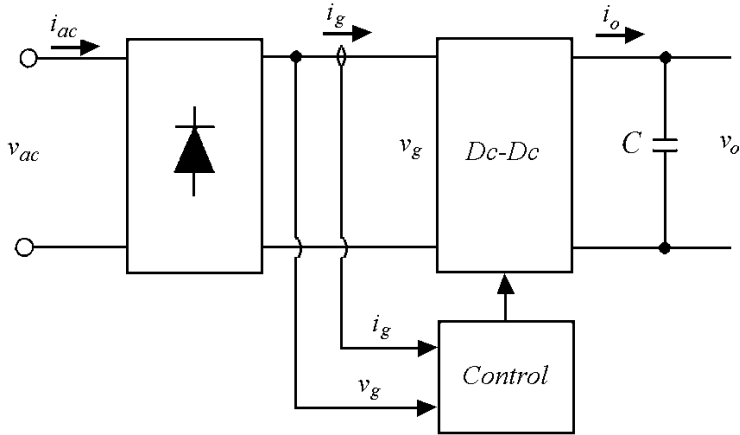


Fig. 1.3: esquema básico de un "rectificador ideal"

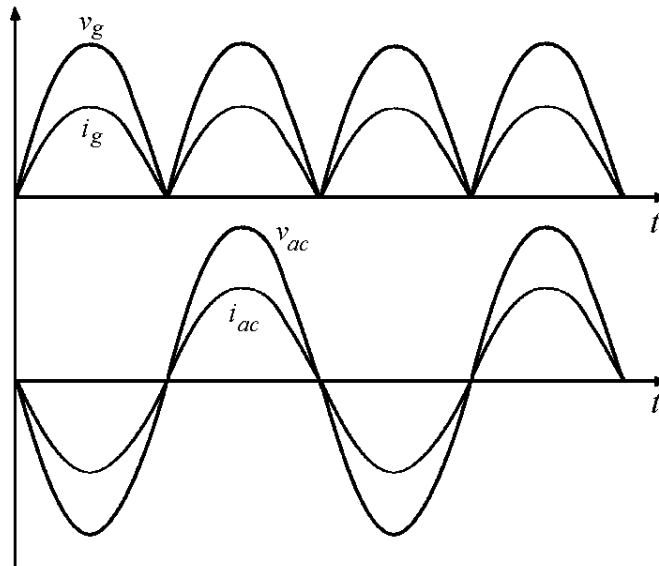


Fig. 1.4: tensión y corriente rectificada y tensión y corriente de red en un "rectificador ideal"

$$v_{ac} = \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \cos(\omega t) \rightarrow v_g = \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot |\cos(\omega t)|$$

$$M(d(t)) = \frac{v_o}{v_g} = \frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot |\cos(\omega t)|} \quad (1.17)$$

Se observa pues, que el control deberá variar la función de transferencia del convertidor Dc-Dc desde  $M_{MAX}(d(t)) = \infty$  cuando la tensión de red sea cero, hasta  $M_{MIN}(d(t)) = \frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_{ac}}$  cuando la tensión

de red alcance su valor máximo. Por lo tanto, para la realización de un rectificador ideal deberá emplearse un convertidor Dc-Dc cuya función de transferencia pueda variarse entre estos límites. El "boost", "buck-boost", "SEPIC" y el "Cuk" son convertidores capaces de proporcionar la función de transferencia requerida. Los convertidores "boost", "SEPIC" y "Cuk" presentan una corriente de entrada no pulsante, por lo que requieren filtros EMI más reducidos. Las versiones aisladas de estos convertidores también pueden ser utilizadas. De todos ellos, el convertidor *boost* es el más utilizado por producir menor distorsión armónica de la corriente y menor estrés en los conmutadores que el resto [15].

Por otra parte, suponiendo tanto las pérdidas como el almacenamiento de energía en el convertidor Dc-Dc despreciables, la potencia instantánea de entrada al convertidor será igual a la de salida, con lo que la corriente de salida del convertidor Dc-Dc vendrá dada por la expresión (1.18).

$$v_g \cdot i_g = v_o \cdot i_o; v_o = V_o; i_g = \frac{v_g}{R_e} \quad (1.18)$$

$$i_o = \frac{v_g^2}{V_o \cdot R_e}$$

Sustituyendo en (1.18) la expresión de  $v_g$  mostrada en (1.17) y operando nos queda:

$$i_o = \frac{V_{ac}^2}{V_o \cdot R_e} \cdot (1 - \cos(2\omega t)) \quad (1.19)$$

Por lo tanto, la corriente de salida del convertidor contiene una componente de continua y una componente del doble de la frecuencia de red. El condensador mostrado en la figura 1.3 es el encargado de filtrar esta última.

## 1.6 Control del rectificador con corrección activa del factor de potencia

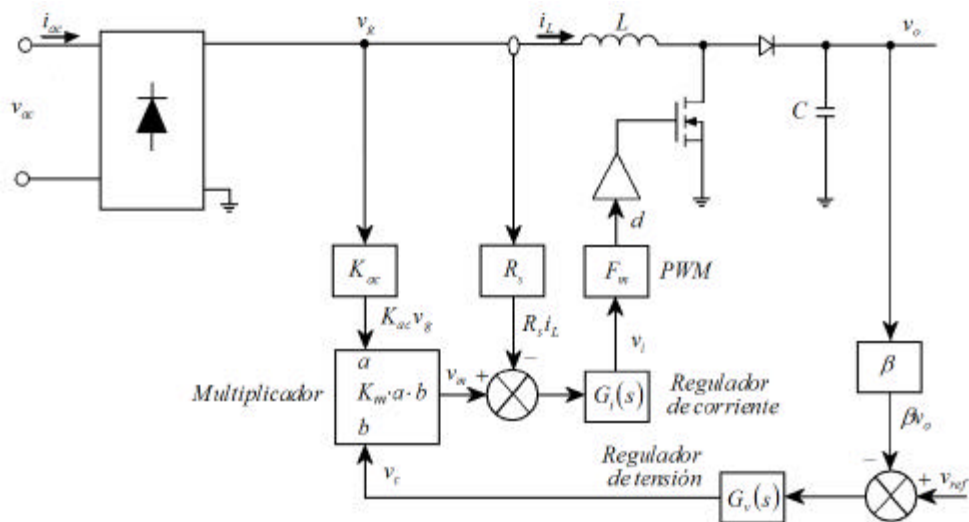


Fig. 1.5: control modo corriente media aplicado a un rectificador con corrección activa del factor de potencia basado en un convertidor boost

Existen diversos métodos de control aplicables a los rectificadores con alto factor de potencia, "Average Current-mode Control"[9]-[14], "Current Programed Control"[4]-[8], "Hysteretic Control"[15], "Critical Conduction Mode Control"[15], "Nonlinear Carrier Control"[15][16] o "One-cycle control" [17] son algunos ejemplos. De entre ellos, el control modo corriente media ACC en conducción continua (al menos, durante la mayor parte del periodo de red) es el más utilizado, ya que simplifica el diseño de los filtros EMI, reduce la distorsión de cruce por cero y, en general, proporciona mejores resultados que otros métodos.

En la figura 1.5 se muestra un *rectificador con corrección activa del factor de potencia*, basado en un convertidor *boost* con control modo corriente media, *boost PFC-ACC* ("Boost Power Factor



*Corrected with Average Current Control*"). En este esquema se observan los dos lazos que conforman el control ACC, esto es, el lazo de corriente y el lazo de tensión.

En el lazo de corriente, la corriente  $i_L$  de entrada al convertidor Dc-Dc se sensa con una ganancia  $R_s$  y se compara con la consigna  $v_m$  del lazo de corriente. La señal de error resultante se introduce en el regulador de corriente que, a su vez, ataca al modulador PWM. Así pues, el lazo de corriente del *boost PFC-ACC* es idéntico al de un *boost* operando como convertidor dc-dc con control modo corriente media.

Para conseguir que el convertidor se comporte en su entrada como una resistencia, la corriente en el inductor  $i_L$  deberá "seguir" lo mas fielmente posible a la tensión de red rectificada  $v_g$ . Con este fin es habitual fijar la función de transferencia  $G_i(s)$  del regulador de corriente de forma que el ancho de banda del lazo de corriente sea superior al décimo armónico de la tensión de red rectificada, tomándose usualmente frecuencias de corte superiores a 2 o 3 kHz. El resto de criterios de diseño para el regulador de corriente atienden a lo habitual en el control ACC de un *boost*, es decir, suficiente margen de fase, elevada ganancia a baja frecuencia y suficiente atenuación a la frecuencia de conmutación [15].

En el lazo de tensión, la tensión  $v_o$  de salida del *boost PFC-ACC*, sensada con una ganancia  $\beta$ , se compara con la referencia del lazo de tensión  $v_{ref}$  y el error resultante se introduce en el regulador de tensión. A diferencia de lo que ocurre en el lazo de tensión del *boost* convencional con control modo corriente media [15], la salida del regulador de tensión no se convierte en la consigna del lazo de corriente. En este caso aparece un nuevo elemento, el multiplicador, cuyas dos entradas son la tensión de salida del regulador de tensión  $v_c$  y la tensión de red rectificada  $v_g$  sensada con una ganancia  $K_{ac}$ . Ahora, la salida del multiplicador es la que será la consigna del lazo de corriente y vendrá dada por la expresión (1.20).

$$v_m = K_m \cdot K_{ac} \cdot v_g \cdot v_c \quad (1.20)$$

Para conseguir que la corriente en el inductor  $i_L$  "siga" a la tensión de red rectificada  $v_g$  la consigna del lazo de corriente deberá ser un reflejo de la tensión de red rectificada, lo que se consigue si la tensión de salida del regulador de tensión permanece constante.

$$v_c = cte \rightarrow v_m = K \cdot v_g \quad (1.21)$$

Evidentemente esto no es totalmente posible, ya que  $v_c$  es la encargada de regular la tensión de salida y, por lo tanto, va a presentar variaciones. Así pues, en el diseño del regulador de tensión se debe llegar a un compromiso en la elección del ancho de banda del lazo de tensión. Así es, el lazo de tensión debe presentar suficiente atenuación a la frecuencia de red rectificada, usualmente superior a 30dB, para no interferir en el seguimiento que el lazo de corriente hace de la tensión de red rectificada, lo que aumentaría la distorsión armónica de la corriente de red. Tradicionalmente, este problema ha supuesto que, en la práctica, la frecuencia de cruce del lazo de tensión se sitúe como máximo entre una quinta y una décima parte de la frecuencia de red rectificada. Este imperativo de tener que trabajar con anchos de banda bajos en el lazo de tensión, implica que tanto la impedancia de salida como la respuesta temporal frente a variaciones de carga van a ser pobres [36][37].

Las limitaciones anteriormente citadas se ven agravadas cuando, como es muy frecuente, el *boost PFC-ACC* tiene que trabajar con valores de tensión de red muy dispares, como es el caso de trabajar con entrada universal. En tal caso, la dependencia que presenta la ganancia del lazo de tensión con la tensión de entrada, obliga a que sea la máxima frecuencia de cruce del lazo de tensión, para los diferentes valores de tensión de entrada, la que se fije como máximo entre una quinta y una décima parte de la frecuencia de red rectificada, siendo en el resto de los casos inferior. En estos casos resulta muy útil la introducción de la prealimentación del valor eficaz de la tensión de entrada  $v_{ff}$  [15], mostrada en la figura 1.6. Gracias a esta prealimentación, tal y como se verá en detalle en el capítulo 3 de la presente tesis, la ganancia de lazo abierto del lazo de tensión se hace

independiente del valor de la tensión de entrada, con lo que se puede optimizar la elección de su frecuencia de cruce.

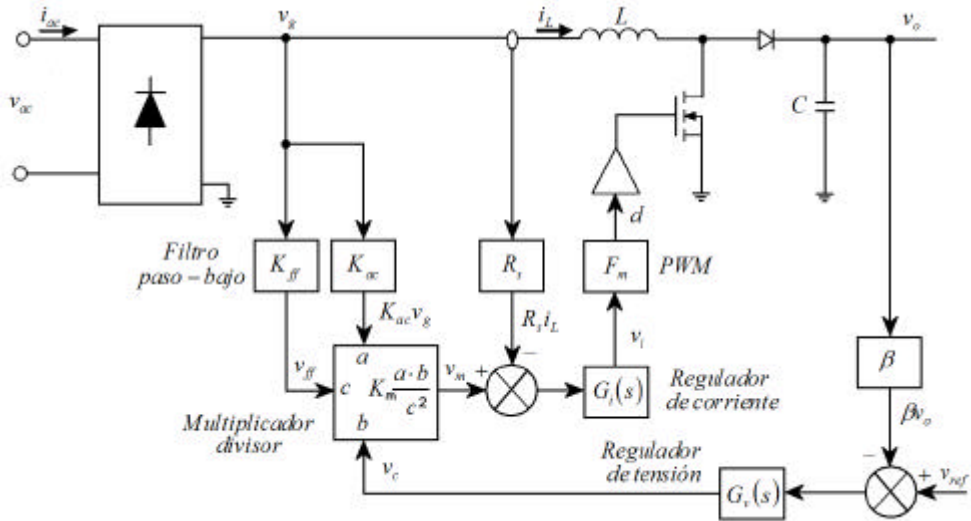


Fig. 1.6: esquema del boost PFC-ACC con prealimentación de la tensión de red

En cualquier caso, siempre que se empleen métodos de control convencionales [4]-[17], nos vamos a encontrar con las mismas premisas en el diseño de los rectificadores con corrección activa del factor de potencia, para conseguir baja distorsión armónica en la corriente de red, la impedancia de salida y la respuesta temporal frente a variaciones de carga serán pobres.

## 1.7 Tendencias actuales en el control de rectificadores con corrección activa del factor de potencia

En los últimos años se han desarrollado diferentes técnicas con el fin de mejorar la impedancia de salida y la respuesta temporal frente a variaciones de carga de los rectificadores con corrección activa del factor de potencia, sin empeorar la distorsión armónica que introducen en la red. Técnicas como la compensación del rizado de la frecuencia de red rectificada "ripple compensation approach" [39][40], técnicas basadas en

sistemas digitales (filtros “notch” [41]-[44], “*Dead Zone Digital Controllers*” [45], etc.) o técnicas de control predictivo [46][47] permiten mejorar la respuesta dinámica sin empeorar la distorsión de corriente.

El principal inconveniente de estas técnicas radica en el notable incremento de la complejidad de los circuitos de control, ya que requieren la utilización de multiplicadores/divisores, convertidores A/D, procesadores digitales de señal (DSPs), “*field programmable gate arrays*” (FPGAs), etc.

Dado que los rectificadores con corrección activa del factor de potencia cada vez son más profusamente empleados, parece necesario desarrollar nuevas técnicas que permitan mejorar sus prestaciones, manteniendo sus costes reducidos. Esto implica que las citadas técnicas deben añadir la menor complejidad posible, tanto en la cantidad y coste de componentes a añadir, como en la inversión en tiempo de diseño.

En la presente tesis se propondrán soluciones orientadas a la mejora del lazo de regulación de la tensión de salida de dichos convertidores mediante la aplicación de técnicas de control robusto basado en modelo de referencia RMF (“*Robust Model Following*”) [48]-[51] e inyección de la corriente de carga LI2 (“*Load Current Injection*”) [52][53]. Mediante estas técnicas se logrará, en ambos casos, una mejora sustancial de la impedancia de salida en lazo cerrado del rectificador y en la respuesta temporal de este frente a variaciones de carga, representando un incremento tanto en la complejidad circuital y como en el coste económico muy reducidos.

# CAPÍTULO 2

*OBJETIVOS DE LA TESIS*



## 2.1 Objetivos de la tesis doctoral

En el primer capítulo de la presente tesis se puso de manifiesto uno de los principales problemas que conlleva el uso de rectificadores con alto factor de potencia basados en la topología del convertidor dc-dc *boost*: la frecuencia de cruce del lazo de tensión del convertidor está limitada a valores suficientemente inferiores a la frecuencia del rizado de la tensión de salida (doble de la frecuencia de red) para que no se distorsionen las señales de control y, en consecuencia, no lo haga la corriente de entrada [36][37]. La respuesta lenta del lazo de regulación de tensión puede tener consecuencias indeseables, pues en caso de fuertes cambios de la potencia demandada se producen sobretensiones y subtensiones (dependiendo de si la potencia se reduce o aumenta, respectivamente). También se han indicado algunas soluciones planteadas por otros autores, como la compensación del rizado de la frecuencia de red rectificada "*ripple compensation approach*" [39][40], las técnicas basadas en sistemas digitales (filtros "*notch*" [41]-[44], "*Dead Zone Digital Controllers*" [45], etc.) o técnicas de control predictivo [46][47] que permiten mejorar la respuesta dinámica sin empeorar la distorsión de corriente. Sin embargo, dichas técnicas suponen un incremento no desdeñable del coste y de la complejidad de la etapa de control, por lo que su utilización, especialmente en aplicaciones de baja potencia, se ve comprometida.

En esta tesis se propone la aplicación de dos técnicas distintas, *RMF* ("*Robust-Model-Following*") [48]-[51] y *LI2* ("*Load Current Injection*") [52][53], para la mejora de la velocidad de respuesta del lazo de regulación de la tensión de salida, sin afectar negativamente a la distorsión de la corriente de entrada y con muy bajo coste de implementación, lo que sin duda supone un interés añadido con vistas a su posible comercialización industrial.

Este objetivo general, la mejora de la velocidad de respuesta de la tensión de salida sin distorsión añadida en la corriente de entrada, se puede desglosar en los siguientes objetivos concretos:

- 1) Aplicación de la técnica "*Robust Model Following*" (*RMF*) al lazo de regulación de la tensión de salida en rectificadores

con alto factor de potencia basados en la topología del convertidor dc-dc elevador *boost* [48]-[51]. Se pretende con ello mejorar la impedancia de salida del rectificador activo en el rango de las bajas frecuencias (por debajo de la frecuencia de cruce del lazo de tensión) y, por lo tanto, mejorar la respuesta temporal frente a escalones de carga. Estas mejoras se deben lograr sin aumentar la distorsión de corriente de línea, es decir, sin modificar las prestaciones como corrector del factor de potencia del rectificador activo.

- 2) Aplicación de la técnica "*Load Current Injection*" (LI2) al diseño del lazo de regulación de la tensión de salida de rectificadores activos con corrección del factor de potencia basados en la topología del convertidor dc-dc elevador *boost* [52][53]. Con ello se pretende situar rápidamente las señales de control (concretamente, el valor de la referencia de corriente del convertidor) en el nuevo punto de operación cuando aparecen cambios bruscos de carga. De esta forma, el lazo de regulación 'lento' que caracteriza a este tipo de convertidores únicamente deberá corregir los errores cometidos en el cálculo del nuevo punto de operación, con lo que se espera reducir, de manera muy importante, la impedancia de salida en todo el rango de frecuencias (no sólo por debajo de la frecuencia de cruce del lazo de regulación de la tensión de salida).
- 3) Aplicación combinada de ambas técnicas para paliar en parte la mayor deficiencia que presenta LI2. Como se verá en el capítulo 5, dicha técnica acusa una cierta sensibilidad ante variaciones de la tensión de entrada que afectan, siquiera sea levemente, al rendimiento del convertidor. Como resultado, la precisión en el cálculo del nuevo punto de operación ante cambios bruscos de carga afecta a las mejoras logradas con LI2.
- 4) La técnica LI2 es comúnmente conocida como prealimentación de la corriente de carga o "*Load Feed-Forward*" [54]-[59]. Sin embargo, en esta tesis se pretende demostrar que, además del efecto puramente de prealimentación, también aparece la realimentación



positiva de una variable de estado del convertidor, lo que claramente modifica el modelo de pequeña señal del mismo. En la tesis se detallará cómo afecta al modelo y qué condiciones deben cumplirse para que la estabilidad del lazo de la tensión de salida no se vea comprometida. También es remarcable que dicho fenómeno y sus efectos sobre los lazos de control se obvian en todos los trabajos consultados.

- 5) Evaluación experimental de los resultados alcanzados con las técnicas propuestas. Para ello, se construirá un convertidor prototipo de baja potencia (250W), rango en el que el bajo coste de las mejoras propuestas resulta especialmente interesante.



# CAPÍTULO 3

*ESTUDIO DEL BOOST PFC-ACC CON  
PREALIMENTACIÓN*



### 3.1 Introducción

Como se vio en el capítulo 1, una de las mejores soluciones para implementar un rectificador con corrección activa del factor de potencia consiste en utilizar un convertidor *boost* con prealimentación de la tensión de entrada y control ACC [15][36][37]. Para abreviar, a partir de ahora llamaremos a estos convertidores *boost PFC-ACC*, derivado de su denominación en ingles "*boost power factor corrected with average current control and input voltage feedforward*".

En el presente capítulo se aborda el estudio del *boost PFC-ACC*. Se presentará un modelo válido de pequeña señal con el que se obtendrán las principales funciones de transferencia del convertidor, tales como las ganancias de los lazos de corriente y de tensión o las impedancias de salida. Mediante herramientas informáticas, tales como "*Matlab*" o "*Psim*", se analizará el comportamiento de un prototipo de *boost PFC-ACC*, obteniendo el comportamiento del convertidor en régimen permanente y en régimen transitorio, contrastando los resultados con los obtenidos experimentalmente. Finalmente se realizará un estudio de las prestaciones de los convertidores *boost PFC-ACC*, determinando sus limitaciones y puntos mejorables.

### 3.2 Esquema del *boost PFC-ACC*

La figura 3.1 muestra el esquema habitual del *boost PFC-ACC* [15]. En este esquema se observa como la tensión de red  $v_{ac}$ , una vez rectificada y sin filtrar  $v_g$ , se aplica a la entrada un convertidor Boost. Así mismo se observa la presencia de dos lazos de control, uno interno de corriente y uno externo de tensión.

La corriente que circula por el inductor  $i_L$ , sensada con una ganancia  $R_s$ , se compara con la consigna de corriente  $v_m$ , a fin de establecer el lazo interno de corriente tipo ACC "*Average Current-Mode Control*" [9]-[14], gobernado por el regulador  $G_i(s)$ . La consigna de corriente es una tensión que proviene de un multiplicador/divisor que presenta tres entradas: la tensión de red

rectificada  $v_g$  sensada con una ganancia  $K_{ac}$ , la tensión  $v_c$  de salida del regulador de tensión  $G_v(s)$  y la prealimentación  $v_{ff}$  del valor eficaz de la tensión de red rectificada  $V_{g-rms}$  medida con una ganancia  $K_{ff}$ . La salida de este multiplicador/divisor viene descrita por la expresión (3.1).

$$v_m = K_m \cdot \frac{a \cdot b}{c^2} = K_m \cdot \frac{K_{ac} v_g \cdot v_c}{v_{ff}^2} = \frac{K_1 \cdot v_g \cdot v_c}{v_{ff}^2} \quad (3.1)$$

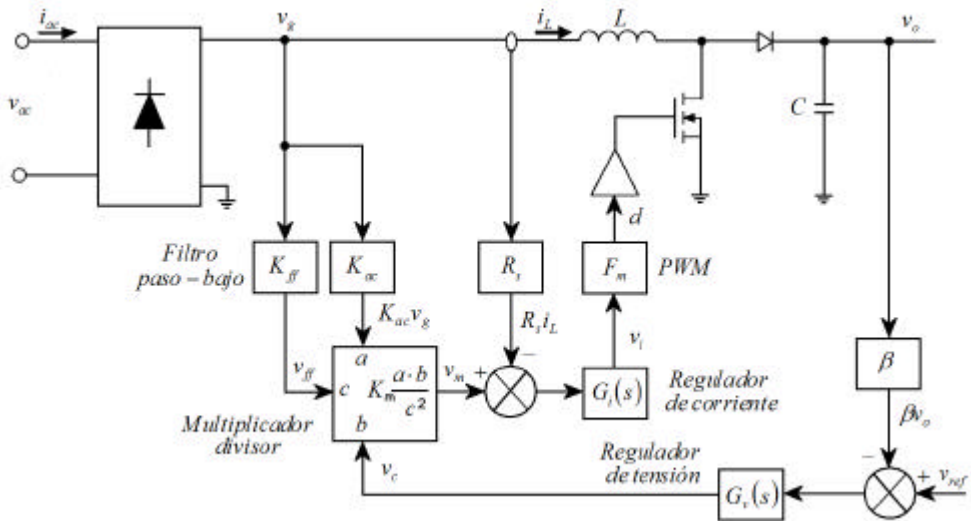


Fig. 3.1: esquema del "boost PFC-ACC"

Finalmente, podemos observar como la tensión de salida  $v_o$  de la etapa boost, sensada con una ganancia  $b$ , se compara con la consigna de tensión  $v_{ref}$ , a fin de establecer el lazo externo de tensión gobernado por el regulador  $G_v(s)$ .

### 3.3 Obtención del modelo de pequeña señal del boost PFC-ACC

Para obtener el modelo de pequeña señal del boost PFC-ACC nos encontramos con dos problemas fundamentales, por una parte la entrada de la etapa de potencia boost es la tensión de red

rectificada sin filtrar, que presenta grandes variaciones al doble de la frecuencia de red, por lo que deja de tener validez el modelo conocido de pequeña señal del *boost* [60][61] y, por otra parte, el elemento multiplicador/divisor introduce una función no lineal.

Se han desarrollado diversos métodos para el modelado en pequeña señal de los convertidores *boost* PFC-ACC [62-72], la mayoría de ellos orientados al control modo corriente de pico. Todos estos métodos conducen a dos modelos diferentes, uno válido a frecuencias mucho menores que la frecuencia de red y otro para frecuencias mucho mayores. El único método que propone un solo modelo válido para todas las frecuencias (por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación) es el propuesto por F. A. Huliehel, F. C. Lee y B. H. Cho [36], que será el método que utilizaremos para la obtención del modelo de pequeña señal del *boost* PFC-ACC.

### 3.3.1 Modelo de pequeña señal de la etapa de potencia *boost*

Según el método propuesto por F. A. Huliehel, F. C. Lee y B. H. Cho [36], podemos modelizar la etapa de potencia *boost* como si estuviera alimentada por una tensión continua cuya amplitud sea el valor eficaz de la tensión de red rectificada, obteniendo un modelo de pequeña señal cuyo comportamiento se aproxima notablemente al real. Es decir, vamos a modelizar la etapa de potencia *boost*, de nuestro *boost* PFC-ACC, como si se tratara de un convertidor DC-DC convencional, para lo que utilizaremos el modelo del conmutador PWM [2] que es aplicable para frecuencias inferiores a la mitad de la frecuencia de conmutación. Este modelo se puede observar en la figura 3.2.

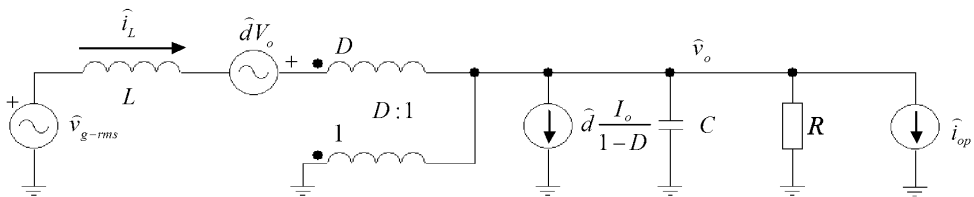


Fig. 3.2: modelo de pequeña señal de la etapa de potencia *boost* en conducción continua

El valor del ciclo de trabajo en régimen estacionario se obtiene mediante la expresión (3.2).

$$D = 1 - \frac{V_{g-rms}}{V_o} \quad (3.2)$$

### 3.3.2 Modelo de pequeña señal del multiplicador-divisor

Para obtener el modelo de pequeña señal del elemento multiplicador-divisor se realizan dos pasos: (1) obtención del modelo en estado estacionario y (2) análisis en pequeña señal.

#### Paso (1): Obtención del modelo en estado estacionario.

Para la obtención del modelo en estado estacionario del multiplicador-divisor, partiremos de la ecuación que describe su funcionamiento en estado estacionario (3.3) que se deriva de la expresión (3.1).

$$v_{m-ss} = \frac{K_1 \cdot v_{g-ss} \cdot v_{c-ss}}{v_{ff-ss}^2} \quad (3.3)$$

Debemos tener en cuenta que, aunque podemos modelizar la etapa de potencia *boost* como si estuviera alimentada por una tensión continua cuya amplitud sea el valor eficaz de la tensión de red rectificadora [36], tal y como se vio en el apartado 3.3.1, la tensión de entrada al *boost* presenta grandes variaciones a la frecuencia de red rectificadora. Así, podremos expresar la tensión de entrada al *boost* en gran señal  $v_{g-ss}$  como la suma de su valor eficaz  $V_{g-rms}$  y sus variaciones en baja frecuencia  $v_{g-r}$ .

$$v_{g-ss} = V_{g-rms} + v_{g-r} \quad (3.4)$$

El resto de variables que intervienen en el modelo de gran señal del multiplicador quedan tal y como reflejan las ecuaciones (3.5), (3.6) y (3.7).



$$v_{c-ss} = V_c + v_{c-r} \quad (3.5)$$

$$v_{ff-ss} = V_{ff} + v_{ff-r} \quad (3.6)$$

$$v_{m-ss} = V_m + v_{m-r} \quad (3.7)$$

Sustituyendo las expresiones (3.5) a (3.7) sobre la expresión (3.3) y operando queda:

$$\begin{aligned} V_m V_{ff}^2 + 2V_{ff} V_m v_{ff-r} + V_m v_{ff-r}^2 + v_{m-r} V_{ff}^2 + 2V_{ff} v_{m-r} v_{ff-r} + v_{m-r} v_{ff-r}^2 = \\ = K_1 V_{g-rms} V_c + K_1 V_{g-rms} v_{c-r} + K_1 v_{g-r} V_c + K_1 v_{g-r} v_{c-r} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Tal y como se vio en el capítulo 1, el ancho de banda del lazo de tensión y el del filtro paso-bajo que proporciona la señal  $v_{ff}$  deben ser muy inferiores a la frecuencia de red rectificada, por lo que podemos asumir las expresiones mostradas en (3.9).

$$V_{ff} \gg v_{ff-r} ; V_c \gg v_{c-r} \quad (3.9)$$

De esta forma podremos aproximar la ecuación (3.8) por la siguiente:

$$\begin{aligned} V_m V_{ff}^2 + 2V_{ff} V_m v_{ff-r} + v_{m-r} V_{ff}^2 = K_1 V_{g-rms} V_c + K_1 V_{g-rms} v_{c-r} + K_1 V_c v_{g-r} \rightarrow \\ \rightarrow v_{m-ss} = V_m + v_{m-r} = \\ = \frac{K_1 V_{g-rms} V_c}{V_{ff}^2} + \frac{K_1 V_{g-rms} v_{c-r}}{V_{ff}^2} + \frac{K_1 V_c v_{g-r}}{V_{ff}^2} - \frac{2V_{ff} V_m v_{ff-r}}{V_{ff}^2} \end{aligned} \quad (3.10)$$

### Paso (2): Obtención del modelo en pequeña señal.

En presencia de una perturbación de pequeña señal las variables que intervienen en el multiplicador quedan de la siguiente manera:

$$v_g = V_{g-rms} + v_{g-r} + \hat{v}_g \text{ siendo } V_{g-rms} \gg \hat{v}_g ; v_{g-r} \gg \hat{v}_g \quad (3.11)$$

$$v_c = V_c + v_{c-r} + \hat{v}_c \text{ siendo } V_c \gg v_{c-r} \gg \hat{v}_c \quad (3.12)$$

$$v_{ff} = V_{ff} + v_{ff-r} + \hat{v}_{ff} \text{ siendo } V_{ff} \gg v_{ff-r} \gg \hat{v}_{ff} \quad (3.13)$$

$$v_m = V_m + v_{m-r} + \hat{v}_m \text{ siendo } V_m \gg \hat{v}_m ; v_{m-r} \gg \hat{v}_m \quad (3.14)$$

Expresiones en las que  $\hat{v}_g$ ,  $\hat{v}_c$ ,  $\hat{v}_{ff}$  y  $\hat{v}_m$  representan las variables de pequeña señal.

Utilizando las expresiones (3.1), (3.7) y (3.11) a (3.14) se deduce que la salida del multiplicador vendrá dada por la expresión (3.15).

$$\begin{aligned} v_m &= V_m + v_{m-r} + \hat{v}_m = v_{m-ss} + \hat{v}_m = \\ &= \frac{K_1 V_{g-rms} V_c}{V_{ff}^2} + \frac{K_1 V_{g-rms} (v_{c-r} + \hat{v}_c)}{V_{ff}^2} + \frac{K_1 V_c (v_{g-r} + \hat{v}_g)}{V_{ff}^2} - \\ &\quad - \frac{2V_{ff} V_m (v_{ff-r} + \hat{v}_{ff})}{V_{ff}^2} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Teniendo en cuenta la expresión (3.10) se deduce la expresión (3.16) que representa el comportamiento en pequeña señal del multiplicador.

$$\hat{v}_m = \frac{K_1 V_{g-rms} \hat{v}_c}{V_{ff}^2} + \frac{K_1 V_c \hat{v}_g}{V_{ff}^2} - \frac{2V_m \hat{v}_{ff}}{V_{ff}^2} \quad (3.16)$$

Definiendo:

$$g_c = \frac{K_1 V_{g-rms}}{V_{ff}^2}; g_{in} = \frac{K_1 V_c}{V_{ff}^2}; g_m = -\frac{2V_m}{V_{ff}^2} \quad (3.17)$$

La expresión (3.16) nos queda la expresión (3.18), que corresponde al equivalente de pequeña señal del multiplicador-divisor, mostrado en la figura (3.3):

$$\hat{v}_m = g_c \hat{v}_c + g_{in} \hat{v}_g + g_m \hat{v}_{ff} \quad (3.18)$$

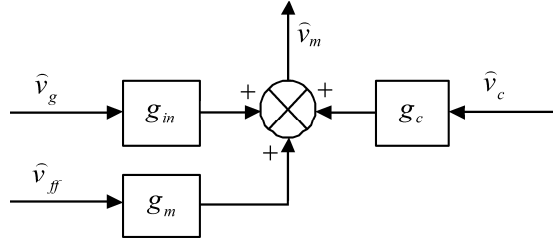


Fig. 3.3: equivalente de pequeña señal del multiplicador-divisor

### 3.3.3 Modelo de pequeña señal del control ACC aplicado al *boost-PFC*

A partir de los modelos obtenidos en 3.3.1 y 3.3.2 podemos elaborar el modelo lineal de pequeña señal del control ACC aplicado al *boost PFC*, mostrado en la figura 3.4. En la citada figura  $R_s$  representa la ganancia del sensado de corriente,  $G_i(s)$  es el regulador de corriente,  $b$  la ganancia del sensado de tensión,  $G_v(s)$  es el regulador de tensión y  $F_m$  la ganancia del modulador *PWM*, que viene definida por la expresión (3.19).

$$F_m = \frac{1}{(S_e + S'_N) \cdot T_s} \approx \frac{1}{S_e \cdot T_s} = \frac{1}{V_{pp}} \text{ si } S'_N \ll S_e \quad (3.19)$$

Siendo  $S_e$  la pendiente de la rampa del modulador *PWM*,  $S'_N$  la pendiente de la salida del regulador de corriente,  $f_s$  la frecuencia de conmutación,  $T_s = 1/f_s$  y  $V_{pp}$  la amplitud pico a pico de la rampa del modulador.

Introduciendo en el esquema de la figura 3.4 el modelo de pequeña señal de la etapa de potencia *boost* en conducción continua de la figura 3.2, se obtiene el modelo de pequeña señal del lazo ACC aplicado a un *boost PFC* en conducción continua que se muestra en la figura 3.5. Este modelo será el utilizado para obtener las funciones de transferencia dinámicas del sistema.

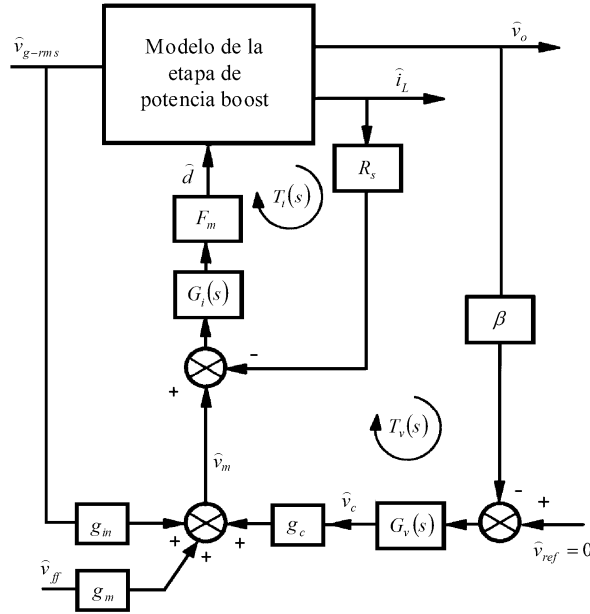


Fig. 3.4: modelo lineal de pequeña señal del boost PFC-ACC

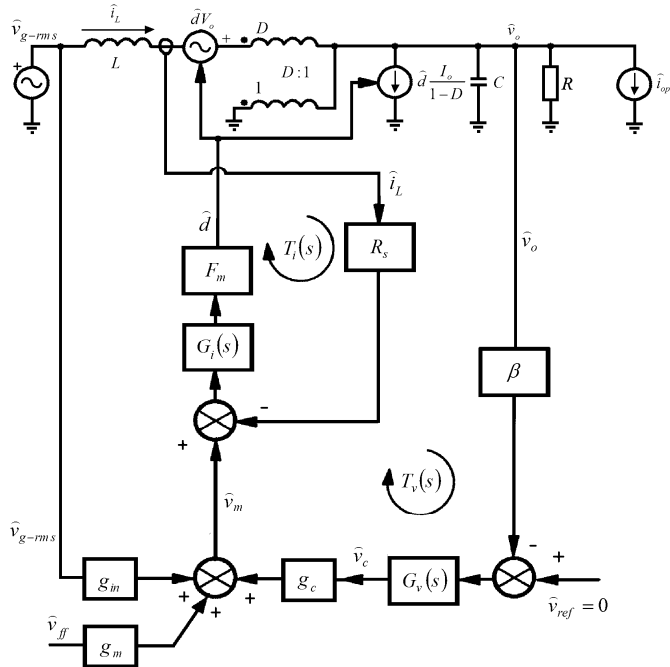


Fig. 3.5: modelo lineal de pequeña señal del boost PFC-ACC en conducción continua

### 3.4 Estudio del control modo corriente ACC aplicado al boost PFC

#### 3.4.1 Lazo de corriente $T_i(s)$

A partir del modelo de la figura 3.5 obtenemos la ganancia de lazo de corriente,  $T_i(s)$ , que responde a la ecuación (3.20).

$$T_i(s) = R_s \cdot G_i(s) \cdot F_m \cdot G_{id}(s) \quad (3.20)$$

$G_{id}(s)$  es la función de transferencia que relaciona la corriente en el inductor y el ciclo de trabajo, anulando las diferentes perturbaciones.

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_g = \hat{i}_{op} = \hat{v}_{ff} = 0} \quad (3.21)$$

Para determinar  $G_{id}(s)$  se parte del modelo de pequeña señal de la etapa de potencia *boost*, mostrado en figura 3.2, del cual se deducen las ecuaciones (3.23) y (3.24).

$$Z = R/C = \frac{R}{RCs + 1} \quad (3.22)$$

$$\hat{i}_L = D\hat{i}_L + \hat{d} \frac{I_o}{1-D} + \frac{\hat{v}_o}{Z} \rightarrow \hat{i}_L(1-D) = \hat{d} \frac{I_o}{1-D} + \frac{\hat{v}_o}{Z} \rightarrow \quad (3.23)$$

$$\rightarrow \hat{v}_o = Z\hat{i}_L(1-D) - \hat{d} \frac{I_o}{1-D}$$

$$\hat{v}_L = Ls\hat{i}_L = \hat{d}V_o - \hat{v}_o(1-D) \quad (3.24)$$

De (3.23) y (3.24) obtenemos (3.25), e introduciendo en ésta (3.22) despejamos  $G_{id}(s)$ , mostrada en (3.26).

$$G_{id}(s) = \frac{V_o + I_o Z}{Ls + (1-D)^2 Z} \quad (3.25)$$

$$G_{id}(s) = \frac{2 \cdot V_o}{(1-D)^2 R} \cdot \frac{\left(1 + \frac{RC}{2}s\right)}{\frac{CL}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R(1-D)^2} s + 1} \quad (3.26)$$

Tal y como se comentó en el capítulo 1, el lazo de corriente debe permitir que la corriente en el inductor “siga” a la tensión de red rectificadora. Para ello, es habitual que el diseño del regulador de corriente  $G_i(s)$  se realice de forma que el ancho de banda del lazo de corriente sea superior al décimo armónico de la tensión de red rectificadora, tomándose usualmente frecuencias de corte superiores a 2 o 3 kHz. El resto de criterios de diseño para el regulador de corriente atienden a lo habitual en el control ACC de un *boost* [36][37], es decir, suficiente margen de fase, elevada ganancia a baja frecuencia y suficiente atenuación a la frecuencia de conmutación.

Para cumplir con los criterios de diseño del regulador de corriente, normalmente es suficiente con utilizar un regulador cuya función de transferencia responda a la mostrada en la ecuación (3.27).

$$G_i(s) = \frac{w_{ii}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{w_{zc}}}{1 + \frac{s}{w_{pc}}} \quad (3.27)$$

El cero de este regulador,  $w_{zc}$ , se utiliza para compensar el efecto de uno de los polos resonantes de la etapa de potencia.

El polo del regulador,  $w_{pc}$ , se coloca a la mitad de la frecuencia de conmutación a fin de atenuar el rizado de conmutación. Finalmente,  $w_{ii}$  permite ajustar el ancho de banda del lazo de corriente, proporcionando elevada ganancia a baja frecuencia.

### 3.4.2 Función VOC(s)

Con el lazo de corriente cerrado la función de transferencia que relaciona la corriente en la bobina con su consigna será la mostrada en (3.28).

$$T_{LC}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_m} = \frac{1}{R_s} \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} \quad (3.28)$$

Tal y como se vio en el capítulo 1, el lazo de tensión se diseña con un ancho de banda muy inferior al del lazo de corriente (del orden de dos décadas inferior). Así pues, para las frecuencias de interés del lazo de tensión, debido a la elevada ganancia del lazo de corriente en esa zona, podremos considerar la aproximación mostrada en (3.29).

$$T_{LC}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_m} \approx \frac{1}{R_s} \quad (3.29)$$

Por otra parte, a partir del modelo de la figura 3.5 podemos definir la función de transferencia  $G_{voi}(s)$ , que relaciona la tensión de salida  $\hat{v}_o$  y la corriente en la bobina  $\hat{i}_L$  anulando perturbaciones, ecuación (3.30).

$$G_{voi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L} \right|_{\hat{v}_g = \hat{i}_{op} = \hat{v}_{ff} = 0} \quad (3.30)$$

Para determinar  $G_{voi}(s)$  se parte de la ecuaciones (3.24), de donde se obtiene (3.31).

$$\hat{d} = \frac{Ls}{V_o} \hat{i}_L + \frac{1-D}{V_o} \hat{v}_o \quad (3.31)$$

De las ecuaciones (3.23) y (3.31) se obtiene (3.32).

$$\hat{i}_L(1-D) = \hat{d} \frac{I_o}{1-D} + \frac{\hat{v}_o}{Z} = \left[ \frac{Ls}{V_o} \hat{i}_L + \frac{1-D}{V_o} \hat{v}_o \right] \cdot \frac{I_o}{1-D} + \frac{\hat{v}_o}{Z} \quad (3.32)$$

Operando con esta última se llega a la ecuación (3.33).

$$G_{voi}(s) = \frac{\left(1 - \frac{LI_o}{V_o(1-D)^2} s\right)}{\left(\frac{I_o}{V_o(1-D)} + \frac{1}{Z(1-D)}\right)} \quad (3.33)$$

Finalmente, introduciendo (3.22) y teniendo en cuenta que  $R = V_o/I_o$  obtenemos la expresión de  $G_{voi}(s)$  mostrada en (3.34).

$$G_{voi}(s) = \frac{R(1-D)}{2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{L}{R(1-D)^2} s\right)}{\left(1 + \frac{RC}{2} s\right)} \quad (3.34)$$

De otra parte, sobre el modelo de la figura 3.5 podemos definir la función  $VOC(s)$ , ecuación (3.35), que es la función de transferencia que relaciona la tensión de salida  $\hat{v}_o$  y la tensión de control  $\hat{v}_c$ , anulando perturbaciones.

$$VOC(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} \right|_{\hat{v}_g = \hat{i}_{op} = \hat{v}_{ff} = 0} = g_c \cdot T_{LC}(s) \cdot G_{voi}(s) \quad (3.35)$$

Trabajando con las expresiones (3.1) y (3.17) tenemos:

$$g_c = \frac{K_1 V_{g-rms}}{V_{ff}^2} = K_m K_{ac} \frac{V_{g-rms}}{V_{ff}^2} = \frac{K_m K_{ac}}{K_{ff}^2 V_{g-rms}} \quad (3.36)$$

Introduciendo (3.29), (3.34) y (3.36) en (3.35) queda (3.37):

$$VOC(s) = \frac{K_m K_{ac}}{K_{ff}^2 V_{g-rms}} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{R(1-D)}{2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{L}{R(1-D)^2} s\right)}{\left(1 + \frac{RC}{2} s\right)} \quad (3.37)$$



Operando con la expresión (3.2) obtenemos la expresión (3.38), la cual aplicada sobre (3.37) nos deja  $VOC(s)$  como se muestra en (3.39).

$$D = 1 - \frac{V_{g-rms}}{V_o} \rightarrow (1 - D) = \frac{V_{g-rms}}{V_o} \quad (3.38)$$

$$VOC(s) = \frac{K_m K_{ac}}{K_{ff}^2} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{R}{2V_o} \cdot \frac{\left(1 - \frac{L}{R(1-D)^2} s\right)}{\left(1 + \frac{RC}{2} s\right)} \quad (3.39)$$

Finalmente, dado que el cero de  $VOC(s)$  se encuentra siempre a frecuencias muy superiores al ancho de banda del lazo de tensión, a efectos de estudio y diseño de este lazo podremos aproximar  $VOC(s)$  según la expresión (3.40).

$$VOC(s) \approx \frac{K_m K_{ac}}{K_{ff}^2} \cdot \frac{1}{2V_o} \cdot \frac{R/R_s}{1 + \frac{RC}{2} s} = \frac{K_{oc}}{1 + \frac{s}{w_{poc}}} \quad (3.40)$$

$VOC(s)$  es la planta que "ve" el lazo de tensión, por lo que constituye una función extremadamente importante desde el punto de vista del diseño del regulador de tensión  $G_v(s)$ . En lo sucesivo  $VOC(s)$  será denominada función de transferencia de la etapa de potencia ACC.

### 3.4.3 Impedancia de salida en lazo abierto $Z_o(s)$

Definimos la impedancia de salida en lazo abierto,  $Z_o(s)$ , como la función que relaciona la tensión de salida y las variaciones en la corriente de salida, anulando la salida del regulador de tensión  $\hat{v}_c = 0$  y el resto de perturbaciones, tal y como se muestra en la ecuación (3.41).

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{op}} \right|_{\hat{v}_m=0} \quad (3.41)$$

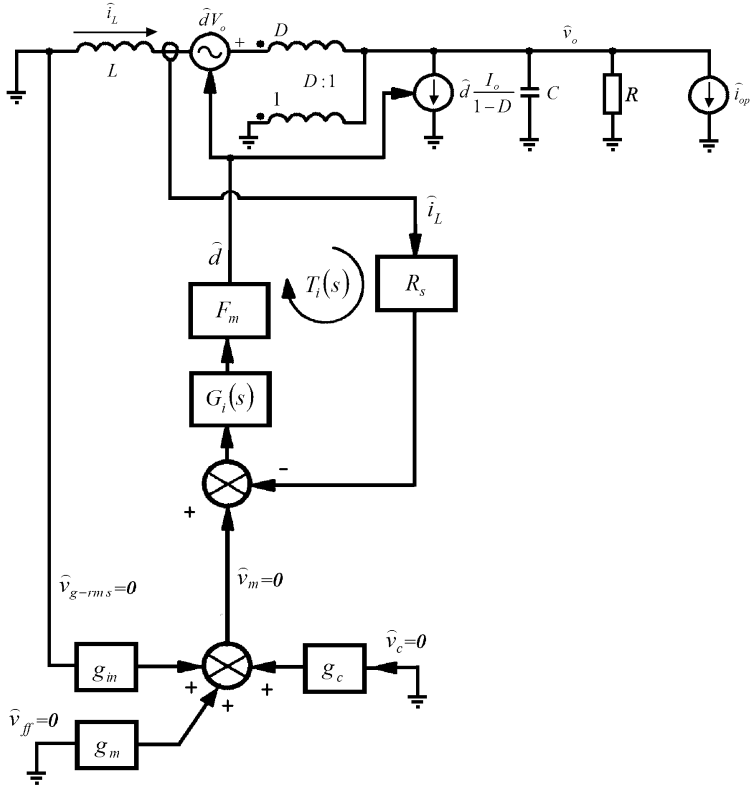


Fig. 3.6: modelo lineal de pequeña señal del boost PFC-ACC en conducción continua para el cálculo de  $Z_o(s)$

A partir del modelo de la figura 3.6 se definen las siguientes relaciones:

$$Z = R//C = \frac{R}{RCs + 1} \quad (3.42)$$

$$\hat{i}_L(1-D) = \hat{d} \frac{I_o}{1-D} + \frac{\hat{v}_o}{Z} + \hat{i}_{op} \quad (3.43)$$

$$\hat{d} = -F_m G_i R_s \hat{i}_L \quad (3.44)$$

$$\hat{v}_L = L s \hat{i}_L = \hat{d} V_o - \hat{v}_o (1-D) \quad (3.45)$$

Sustituyendo (3.44) en (3.43) y (3.45) resultan las expresiones (3.46) y (3.47) respectivamente, operando sobre las cuales llegamos a la expresión (3.48). Expresión esta última donde introduciendo (3.42) obtendremos la expresión de la impedancia de salida en lazo abierto, mostrada en (3.49).

$$\begin{aligned} \hat{i}_L (1-D) &= \left[ -F_m G_i R_s \hat{i}_L \right] \frac{I_o}{1-D} + \frac{\hat{v}_o}{Z} + \hat{i}_{op} \rightarrow \\ \hat{i}_L \left[ (1-D) + \frac{I_o}{(1-D)} F_m G_i R_s \right] &= \frac{\hat{v}_o}{Z} + \hat{i}_{op} \rightarrow \\ \rightarrow K_1 \hat{i}_L &= \frac{\hat{v}_o}{Z} + \hat{i}_{op} \text{ siendo } K_1 = \left[ (1-D) + \frac{I_o}{(1-D)} F_m G_i R_s \right] \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} L s \hat{i}_L &= \left[ -F_m G_i R_s \hat{i}_L \right] \cdot V_o - \hat{v}_o (1-D) \rightarrow \\ \hat{i}_L [L s + F_m G_i R_s V_o] &= -\hat{v}_o (1-D) \rightarrow \\ \rightarrow K_2 \hat{i}_L &= -\hat{v}_o (1-D) \text{ siendo } K_2 = [L s + F_m G_i R_s V_o] \end{aligned} \quad (3.47)$$

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{op}} = \frac{-1}{\frac{K_1}{K_2} (1-D) + \frac{1}{Z}} \quad (3.48)$$

$$Z_o(s) = -\frac{K_2 R}{R K_1 (1-D) + K_2 (1 + R C s)} \quad (3.49)$$

### 3.4.4 Lazo de tensión $T_v(s)$

Para el estudio del lazo de tensión, a partir de las funciones  $VOC(s)$  y  $Z_o(s)$  definidas anteriormente, podemos simplificar el esquema de control tal y como se muestra en la figura 3.7.

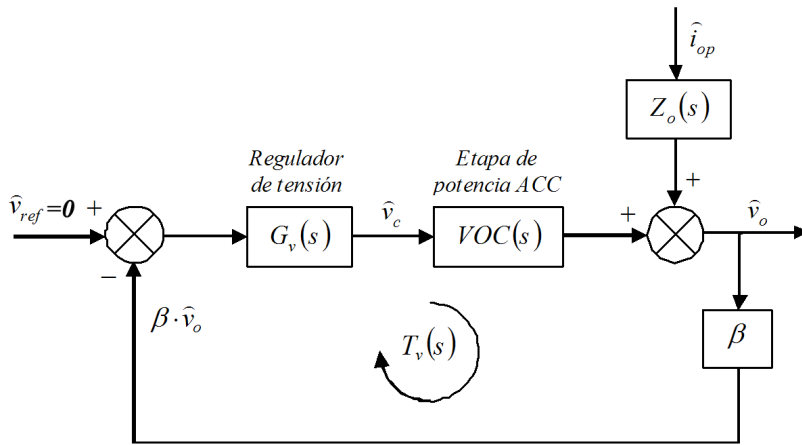


Fig. 3.7: esquema de bloques simplificado del control ACC

La ganancia del lazo de tensión  $T_{v-ACC}(s)$  vendrá dada por la expresión (3.50). Sustituyendo en (3.50) la aproximación de  $VOC(s)$  obtenida en (3.40) se obtiene la expresión completa de la ganancia del lazo de tensión, (3.51).

$$T_{v-ACC}(s) = G_v(s) \cdot VOC(s) \cdot b \quad (3.50)$$

$$T_{v-ACC}(s) = G_v(s) \cdot \frac{b \cdot K_{oc}}{1 + \frac{s}{w_{poc}}} \quad (3.51)$$

La ganancia del lazo de tensión resultante es independiente del valor eficaz de la tensión de red, lo que se consigue gracias a la prealimentación del valor eficaz de la tensión de red rectificada  $V_{ff}$ . Esto es de gran importancia en este tipo de convertidores que suelen trabajar con entrada universal, ya que nos permitirá optimizar el diseño del lazo de tensión, puesto que tanto la frecuencia de cruce como el margen de fase se mantendrán en todo el rango de tensiones de entrada.

En el diseño del regulador de tensión,  $G_v(s)$ , se debe llegar a un compromiso en la elección del ancho de banda del lazo de tensión [36][37], ya que, por una parte debe ser bastante más bajo que la frecuencia de la tensión de red rectificada, a fin de

conseguir una baja distorsión armónica, y por otra es conveniente que sea lo más alto posible, para mantener una buena dinámica. Usualmente se fija el ancho de banda del lazo de tensión entre una quinta y una décima parte de la frecuencia de red rectificada. La función de transferencia de este regulador responde a la ecuación (3.52) .

$$G_v(s) = \frac{w_{iv}}{s} \cdot \frac{1 + s/w_{zv}}{1 + s/w_{pv}} \quad (3.52)$$

Habitualmente, en el diseño de este tipo de reguladores de tensión se siguen las siguientes directrices:

- Situar el polo  $w_{pv}$  suficientemente por encima de la frecuencia de corte del lazo de tensión, de forma que se mantenga un margen de fase aceptable, y a una frecuencia suficientemente baja para obtener una buena atenuación del rizado de la frecuencia de red.
- Situar el cero  $w_{zv}$  para compensar el efecto del polo  $w_{poc}$  de la  $VOC(s)$ .
- Ajustar  $w_{iv}$  para obtener el ancho de banda deseado en el lazo de tensión.

### 3.4.5 Impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{ocl-ACC}(s)$

Definimos la impedancia de salida en lazo cerrado,  $Z_{ocl-ACC}$ , como la función que relaciona la tensión de salida y las variaciones de la corriente de salida con el lazo de tensión cerrado y el resto de perturbaciones anuladas, según se muestra en la ecuación (3.53).

$$Z_{ocl-ACC}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{op}} \right|_{\hat{v}_g = \hat{v}_{ff} = 0} \quad (3.53)$$

A partir del esquema de control de la figura 3.7 se deduce la expresión de la impedancia de salida en lazo cerrado, mostrada en (3.54).

$$Z_{ocl-ACC}(s) = \frac{Z_o(s)}{1 + T_{v-ACC}(s)} \quad (3.54)$$

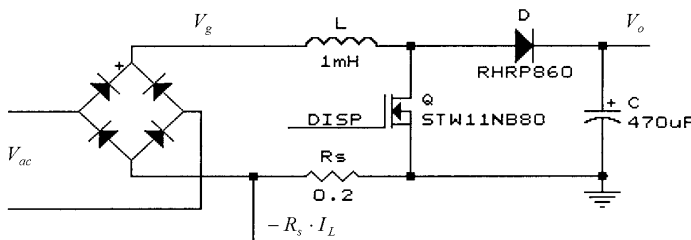
Como se deduce de la anterior expresión la impedancia de salida en lazo cerrado será inferior a la impedancia de salida en lazo abierto, siendo mayor esta reducción cuanto mayor sea la ganancia del lazo de tensión.

## 3.5 Implementación del control ACC en un rectificador con corrección del factor de potencia

### 3.5.1 Descripción de la etapa de potencia

La figura 3.8 muestra la etapa de potencia *boost* que se ha utilizado, la cual presenta las siguientes especificaciones:

- Tensión eficaz de entrada,  $V_{ac}$ , de 85V a 265V.
- Frecuencia de la tensión de entrada,  $f$ , 50Hz o 60Hz.
- Tensión de salida  $V_o = 400V$ .
- Corriente máxima de salida  $I_{o-max} = 625mA$ .
- Potencia máxima de salida  $P_{o-max} = 250W$ .
- Frecuencia de conmutación  $f_s = 100kHz$ .



$L$	$C$	$R_s$
1mH	470uF	0,20

Fig. 3.8: etapa de potencia boost

El inductor de potencia de 1mH se ha construido con un núcleo ETD54 de ferrita 3C85 de Philips, con un entrehierro de 2.6mm y 75 espiras de hilo de *Litz* de 1mm<sup>2</sup> de sección formado por hebras de 0,1mm de diámetro. Con este inductor se obtiene un rizado máximo de la corriente de entrada a la frecuencia de conmutación de 1A pico a pico.

Para la capacidad de filtrado se ha empleado un condensador electrolítico de alta frecuencia Philips 157 de 470μF. Con esta capacidad se obtiene un rizado máximo de la tensión de salida a la frecuencia de conmutación de 0,4V pico a pico.

El interruptor es el *mosfet* de canal N de la casa ST modelo STW11NB80 y el diodo es el RHRP860 de Fairchild. Para el sensado de corriente se emplea un shunt de 0,2Ω.

La etapa de potencia se testeó con una resistencia de carga de 640Ω registrándose los siguientes valores:

$V_{ac-rms}$ (V)	$I_{ac-rms}$ (A)	$P_{ac}$ (W)	$V_o$ (V)	$P_o$ (W)	$h$ (%)
85	3,26	277,1	401	247,4	89,3
220	1,18	259,6	400	246,1	94,8
265	0,96	254,4	400,8	247,1	97,1

Tabla 3.1: valores registrados en la etapa de potencia boost con carga nominal

### 3.5.2 Descripción de la etapa de control ACC

La etapa de control, figura 3.9, se ha realizado a partir del circuito integrado UC3854 de Unitrode [82]. Este circuito integrado permite implementar los lazos de control modo tensión y modo corriente del control ACC del *boost-PFC*, incorporando todas las funciones necesarias para realizar un prototipo industrial:

- Amplificadores para la implementación de los reguladores de tensión y corriente.
- Multiplicador/divisor analógico.
- Modulador *PWM* con oscilador programable.
- Arranque lento ("soft start").
- Referencia de tensión de 7.5V.
- Terminal de inhibición de los disparos.

- Salida de disparo compatible con mosfet de potencia.
- Protecciones.

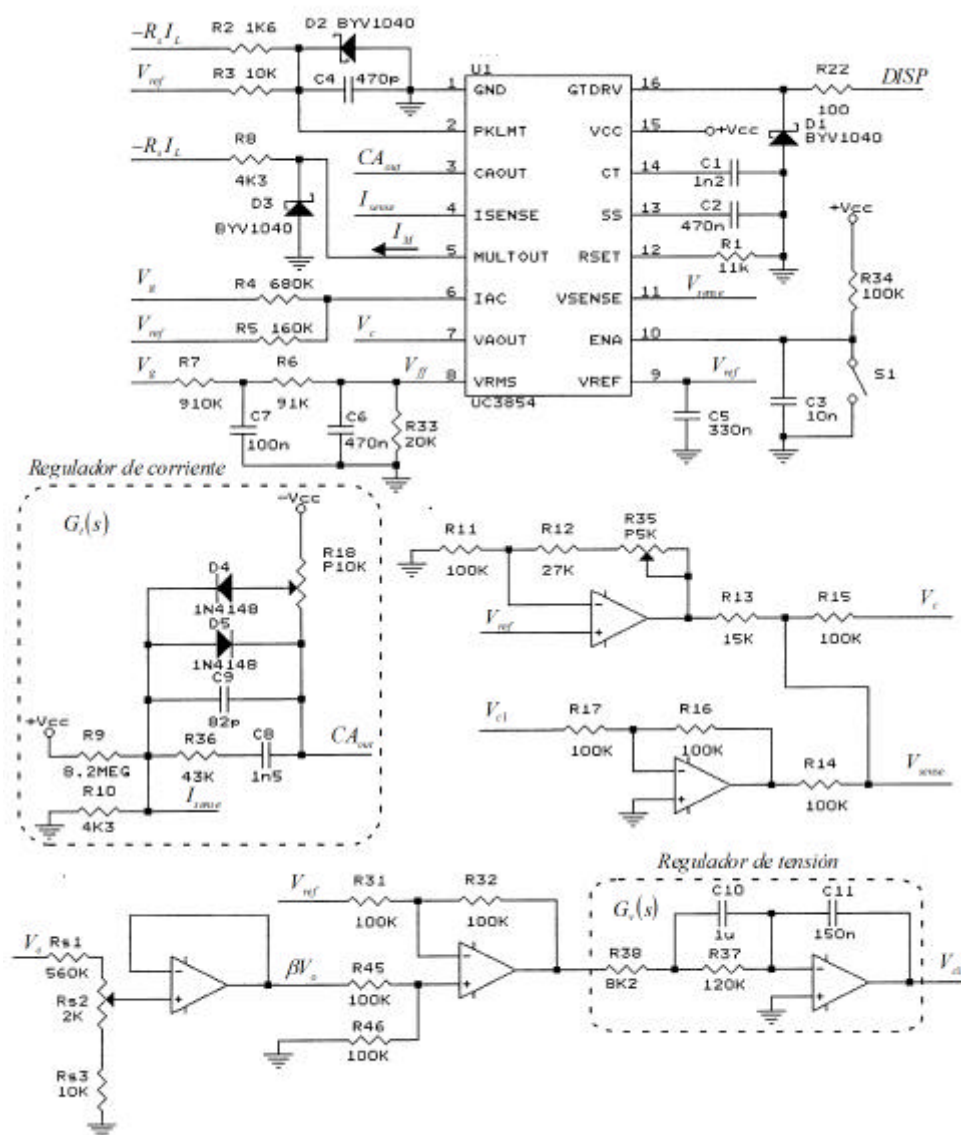


Fig. 3.9: etapa de control ACC

Mediante R2, R3, C4 y D2 se configura la protección de sobrecorriente, la cual inhibe el disparo del *mosfet* cuando la



corriente en el inductor alcanza el valor programado. Así mismo, R34, S1, C3 y C2 permiten la puesta en marcha y el arranque lento.

El valor de C1 y R1 determina la frecuencia del PWM, ajustada inicialmente a 100KHz, obteniéndose en el prototipo un diente de sierra de 96KHz con un valor mínimo de 0,9V y máximo de 6,4V. Con estas cifras la ganancia del modulador PWM será:

$$F_m \approx \frac{1}{V_{pp}} = \frac{I}{6,4 - 0,9} = 0,182 \quad (3.55)$$

Siguiendo el procedimiento indicado en el apartado 3.4.1 y considerando la etapa de potencia descrita en 3.5.1, se ha procedido al diseño del regulador del lazo de corriente, mostrado en 3.56. Este regulador se ha diseñado con una frecuencia de cruce objetivo para el lazo de corriente de 18kHz (un quito de la frecuencia de conmutación, aproximadamente) para conseguir que la corriente en el inductor del *boost* siga fielmente el valor de consigna determinado por el multiplicador-divisor.

$$G_i(s) = \frac{w_{ii}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{w_{zc}}}{1 + \frac{s}{w_{pc}}} = \frac{100000}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{15000}}{1 + \frac{s}{300000}} \quad (3.56)$$

Volviendo al esquema de la figura 3.9, R6, R7, R33, C6 y C7 conforman un filtro paso-bajo con una frecuencia de corte de 18Hz y una ganancia en continua de  $19,59 \cdot 10^{-3}$ . Como la entrada de este filtro es la tensión de red rectificada, cuya frecuencia está muy por encima de la frecuencia de corte del filtro tendremos que:

$$V_{ff} = 19,59 \cdot 10^{-3} V_{g-avg} \quad (3.57)$$

Teniendo en cuenta que la relación entre el valor medio y el valor eficaz de una senoidal rectificada nos queda:

$$V_{g-rms} = 0,9 \cdot V_{g-avg} \rightarrow V_{ff} = K_{ff} V_{g-rms} \text{ siendo } K_{ff} = 17,63 \cdot 10^{-3} \quad (3.58)$$

El multiplicador del UC3854 proporciona una salida de corriente definida por la expresión (3.59).

$$i_m = \frac{K_{m-uc} i_{ac} v_c}{v_{ff}^2} \text{ siendo } K_{m-uc} = 1 \quad (3.59)$$

Con el fin de poder implementar el regulador de tensión externo al UC3854, lo cual nos proporciona la necesaria flexibilidad a la hora de realizar los diferentes lazos se estudiarán en capítulos posteriores, se ha realizado un sistema con operacionales mediante el cual la señal  $v_c$  que llega al multiplicador es idéntica a la señal  $v_{cl}$  que sale del regulador de tensión.

La corriente  $i_{ac}$  viene determinada por la resistencia R4 según la expresión:

$$i_{ac} = \frac{v_g}{R4} = \frac{v_g}{680K} = K_{ac} v_g \text{ siendo } K_{ac} = 1,47 \cdot 10^{-6} \quad (3.60)$$

La corriente de salida del multiplicador se aplica a la resistencia R8 de 4K3, convirtiéndose en la consigna  $v_m$  del lazo de corriente.

$$v_m = R8 \cdot i_m \quad (3.61)$$

Introduciendo (3.60) y (3.61) en (3.59) nos queda:

$$v_m = \frac{R8 \cdot K_{m-uc} K_{ac} v_g v_c}{v_{ff}^2} \quad (3.62)$$

Comparando las expresiones (3.1) y (3.62) tenemos:

$$\begin{aligned} K_m &= K_{m-uc} \cdot R8 = 4300 \\ K_{ac} &= 1,47 \cdot 10^{-6} \end{aligned} \quad (3.63)$$

Rs1, Rs2 y Rs3 determinan el valor de la ganancia del sensado de tensión, que se ha ajustado para obtener  $b = 18,75 \cdot 10^{-3}$ .

Siguiendo las indicaciones sugeridas en el apartado 3.4.4, se ha procedido al diseño del regulador del lazo de tensión, mostrado en 3.64. Este regulador se ha diseñado con una frecuencia de

cruce objetivo para el lazo de tensión de 10Hz, un factor 10 por debajo del doble de la frecuencia de la tensión de línea.

$$G_v(s) = \frac{w_{iv}}{s} \cdot \frac{1 + s/w_{zv}}{1 + s/w_{pv}} = \frac{60}{s} \cdot \frac{1 + s/8}{1 + s/120} \quad (3.64)$$

$F_m$	$K_{ff}$	$K_m$	$K_{ac}$	$b$
0,182	$17,63 \cdot 10^{-3}$	4300	$1,47 \cdot 10^{-6}$	$18,75 \cdot 10^{-3}$
$G_i(s)$		$G_v(s)$		
$\frac{100000}{s} \cdot \frac{1 + s/15000}{1 + s/300000}$		$\frac{60}{s} \cdot \frac{1 + s/8}{1 + s/120}$		

Tabla 3.2: valores de la etapa de control ACC

### 3.6 Estudio analítico

En este apartado se presentan las principales funciones de transferencia en pequeña señal que resultan del diseño propuesto, así como algunos resultados de simulación que muestran la respuesta temporal del convertidor ante escalones de carga.

La figura 3.10 muestra el diagrama de Bode de la ganancia del lazo de corriente,  $T_i(j\omega)$ , para tres valores diferentes de la tensión de línea y carga nominal. La frecuencia de cruce teórica se sitúa en torno a 18kHz (un quinto de la de conmutación, aproximadamente) para que la corriente en el inductor siga fielmente a la referencia proporcionada por el multiplicador-divisor. Los márgenes de estabilidad son correctos (margen de fase próximo a  $60^\circ$  y margen de ganancia teóricamente infinito).

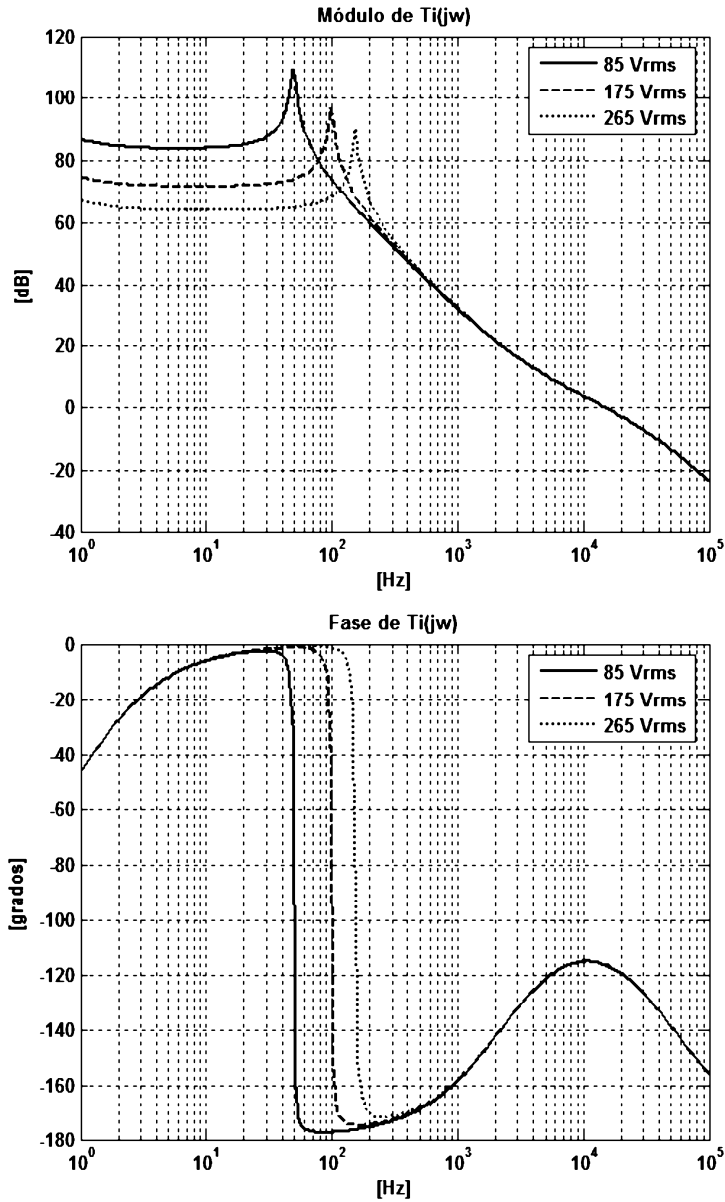


Fig. 3.10: diagramas de Bode de la ganancia del lazo de corriente  $T_i(j\omega)$  para diferentes valores de la tensión de entrada  $V_{ac}$  y carga nominal

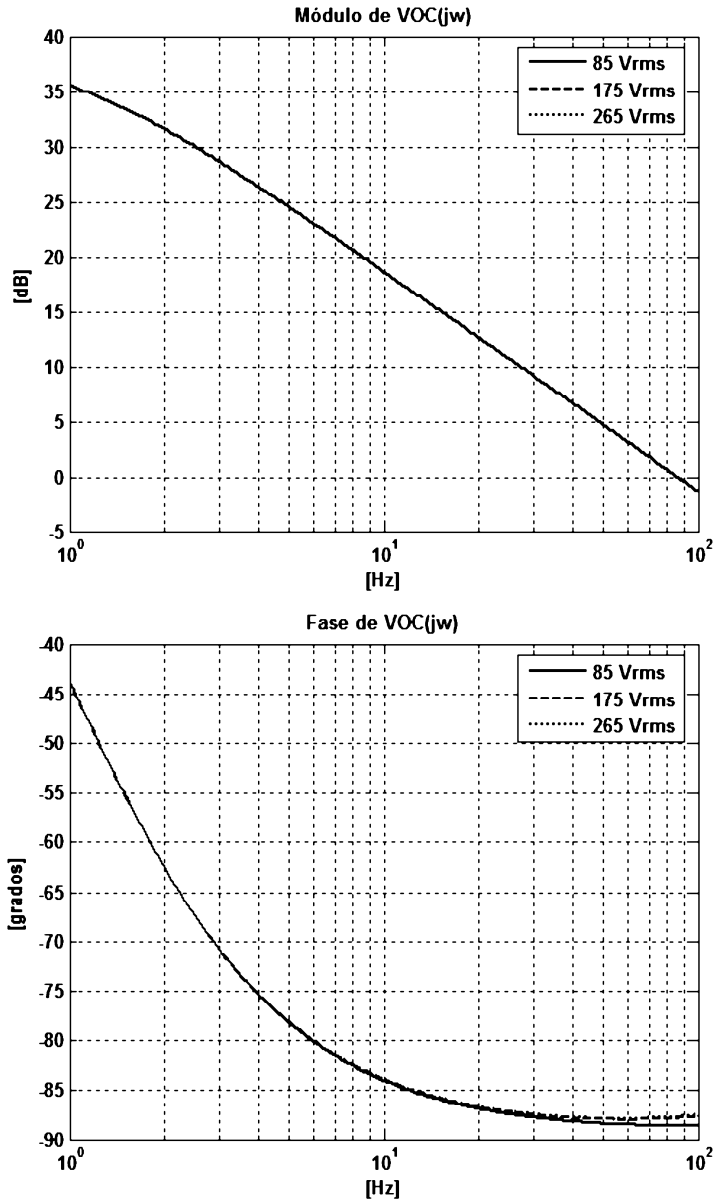


Fig. 3.11: diagramas de Bode de la función  $VOC(j\omega)$  para diferentes valores de la tensión de entrada  $V_{ac}$  y carga nominal

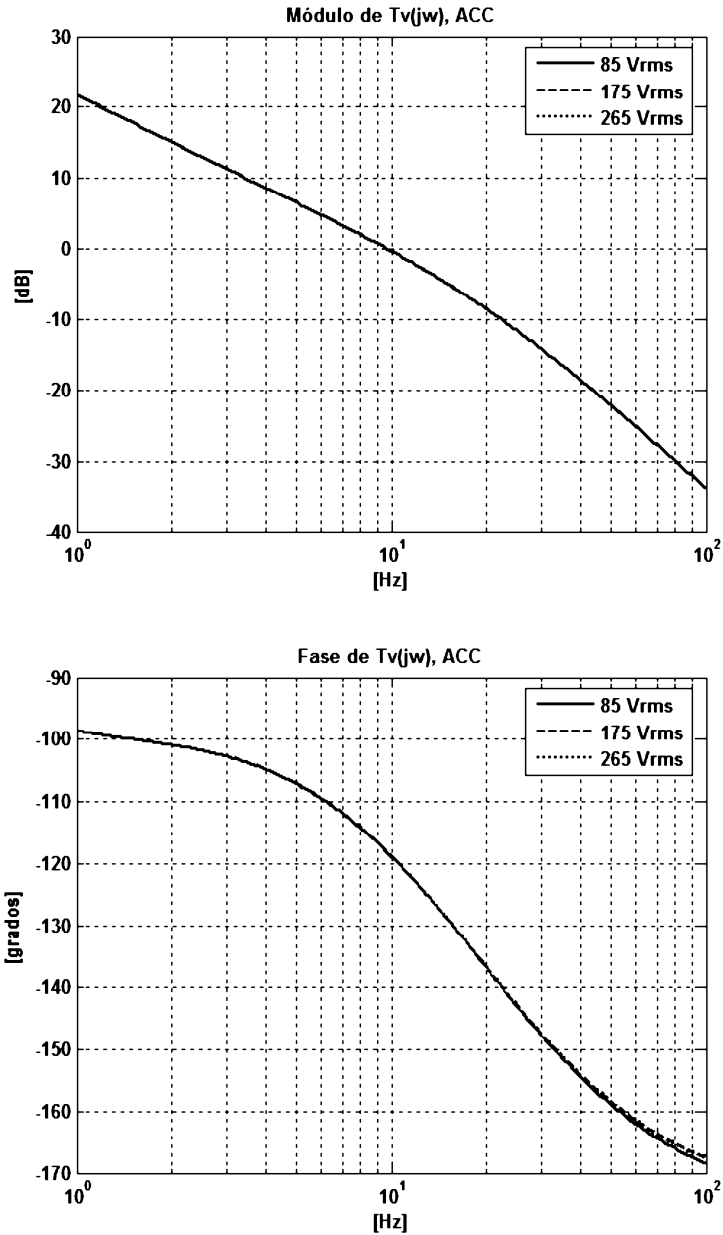


Fig.3.12: diagramas de Bode de la ganancia del lazo de tensión  $T_v(j\omega)$  con ACC convencional para diferentes valores de la tensión de entrada  $V_{ac}$  y carga nominal

La figura 3.11 muestra el diagrama de Bode de la función  $VOC(j\omega)$ , para tres valores diferentes de la tensión de línea y carga nominal. Se observa que, a pesar de las diferencias apreciables en el Bode de la ganancia del lazo de corriente para diferentes tensiones de alimentación, la función  $VOC(j\omega)$  permanece inalterada, corroborándose la aproximación realizada en el apartado 3.4.2 del presente capítulo, ecuación (3.29).

La figura 3.12 muestra la ganancia del lazo de tensión con control ACC, para tres valores diferentes de la tensión de línea y carga nominal. Siguiendo las indicaciones dadas en el apartado 3.4.4, la frecuencia de cruce teórica del lazo de tensión se sitúa en torno a 10Hz, un factor 10 por debajo del doble de la frecuencia de la tensión de línea, obteniéndose para esta última una atenuación superior a los 30dB. Los márgenes de estabilidad son correctos (margen de fase sobre  $60^\circ$  y margen de ganancia teóricamente infinito). Se observa que el valor de la tensión de línea no afecta a la ganancia del lazo de tensión, como se preveía por la utilización de la prealimentación  $V_{ff}$ .

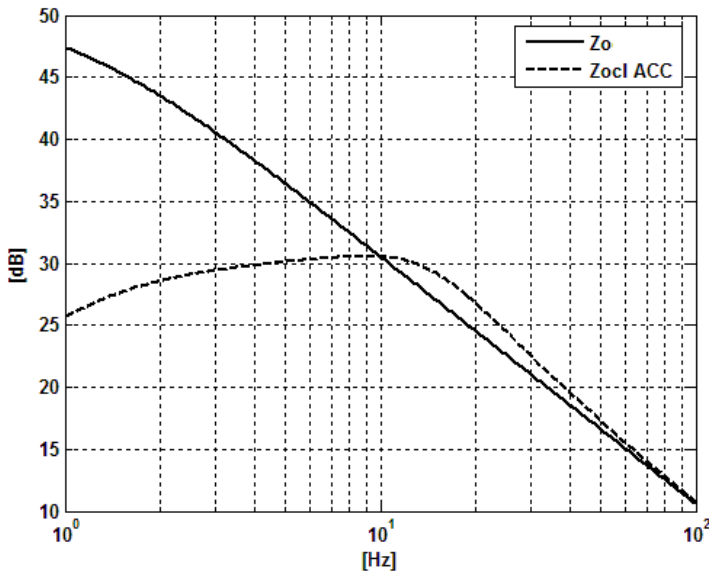
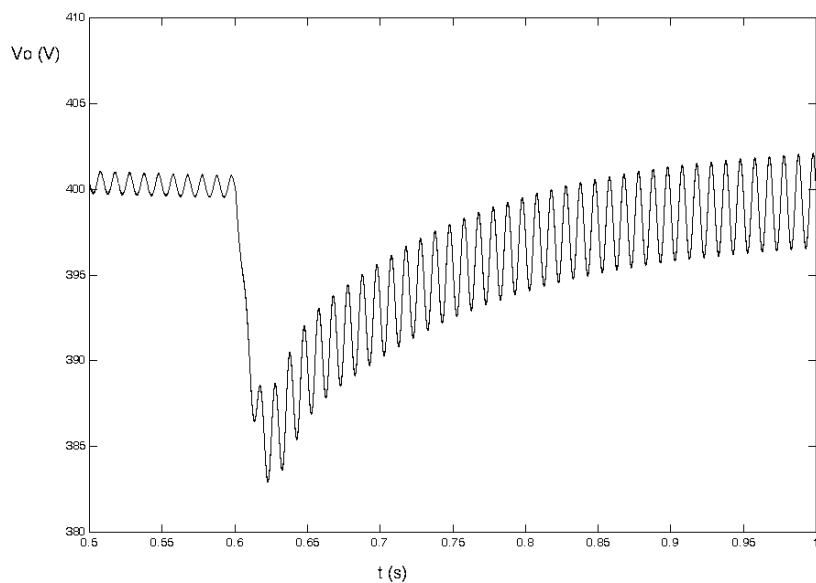
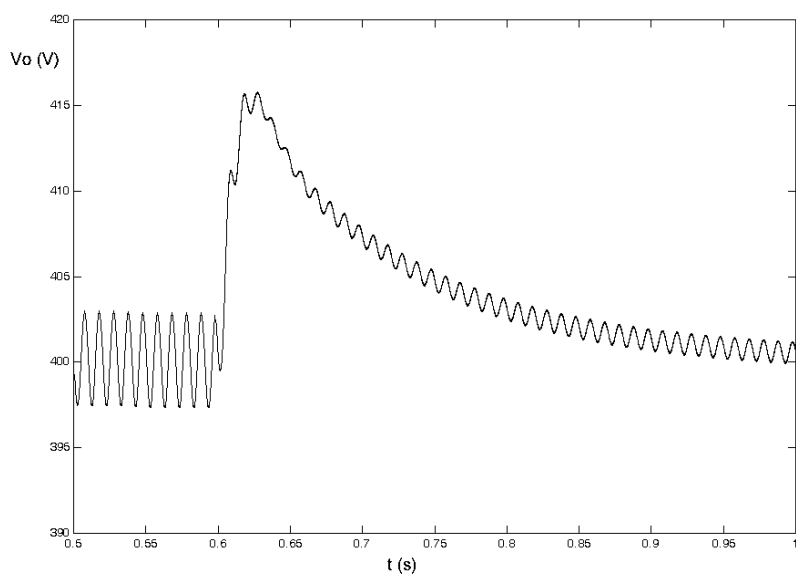


Fig.3.13: impedancia de salida (carga nominal) en lazo abierto  $Z_o$  y lazo cerrado con ACC convencional  $Z_{ocl-acc}$



(a)



(b)

Fig.3.14: respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga con ACC convencional. (a) 80 a 250W; (b) 250W a 80W



La figura 3.13 muestra el aspecto de la impedancia de salida en lazo abierto  $Z_o$  y en lazo cerrado con control ACC  $Z_{ocl-ACC}$ , trabajando en ambos casos con carga nominal ( $P_o=250W$ ). En la citada figura se observa que el control ACC mejora (disminuye) la impedancia de salida a frecuencias menores que la frecuencia de cruce del lazo de tensión, lo cual es fácil de deducir a partir de la expresión teórica de la impedancia de salida en lazo cerrado, ecuación (3.54). Dado que la frecuencia de cruce del lazo de tensión se sitúa a tan solo 10Hz será de esperar una pobre respuesta temporal frente a variaciones de carga, tal y como se observa en la figura (3.14), obtenida mediante simulación.

### **3.7 Resultados experimentales**

Con el objetivo de validar experimentalmente el estudio analítico presentado, se han realizado ensayos sobre el prototipo descrito en el apartado 3.5 del presente capítulo. A continuación se muestran los resultados obtenidos en las mediciones correspondientes tanto al dominio frecuencial como al temporal.

#### **3.7.1 Estudio en el dominio de la frecuencia (pequeña señal)**

Se han realizado medidas de la respuesta en frecuencia de los lazos de regulación del control ACC aplicado al rectificador con corrección del factor de potencia descrito en el apartado 3.5. Las medidas han sido obtenidas mediante un analizador de señales en tiempo real YOKOGAWA SA2400 y procesadas posteriormente con *MATLAB*.

La figura 3.15 muestra los diagramas de *Bode* del lazo de corriente del convertidor,  $T_i(j\omega)$ , para varios valores de la tensión de línea en el rango universal considerado. Las medidas se han efectuado sustituyendo la tensión de entrada por una tensión de continua equivalente a su valor eficaz (ver apartado 3.3.1), pues no es posible medir la ganancia del lazo de corriente con el analizador alimentando el convertidor con tensión de línea.

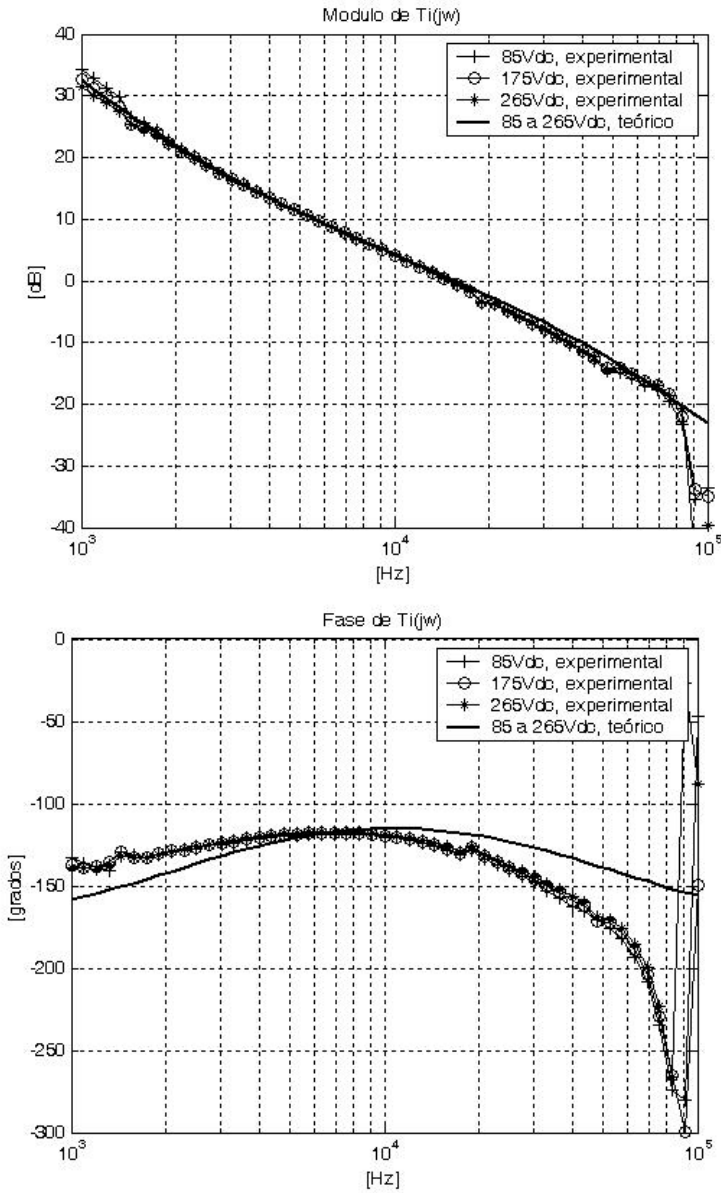


Fig. 3.15: diagramas de Bode de la ganancia del lazo de corriente  $T_i(j\omega)$  para diferentes valores de la tensión de entrada  $V_{ac}$  y carga nominal

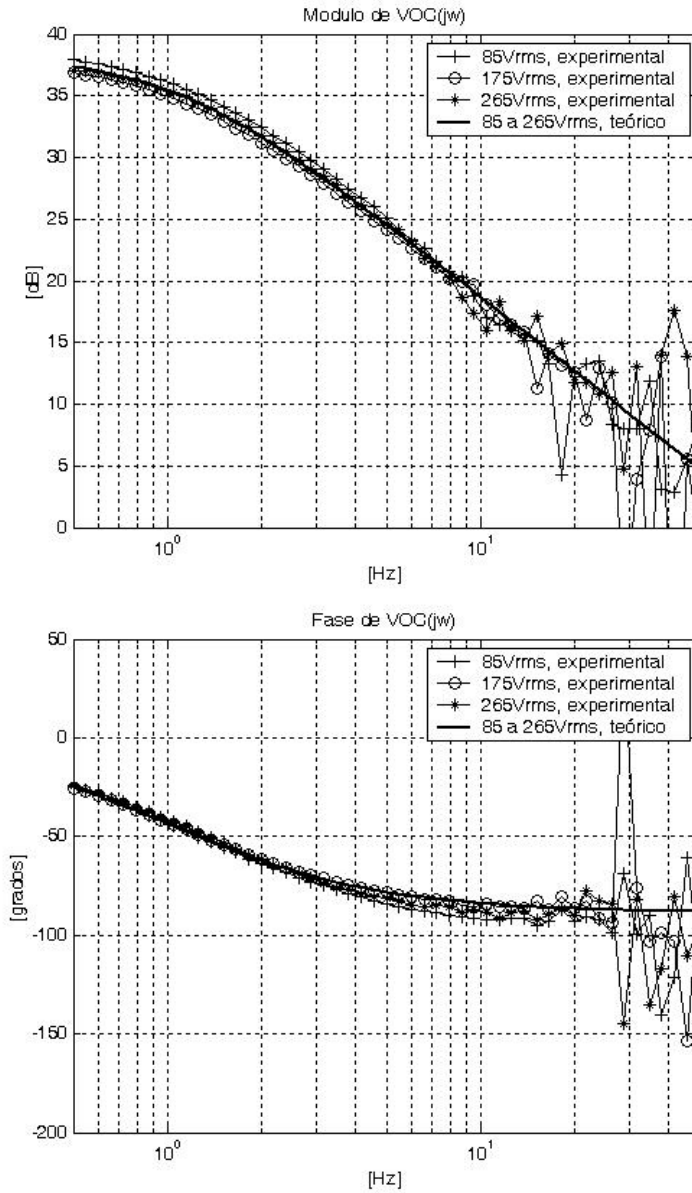


Fig. 3.16: diagramas de Bode de la función  $VOC(j\omega)$  para diferentes valores de la tensión de entrada  $V_{ac}$  y carga nominal

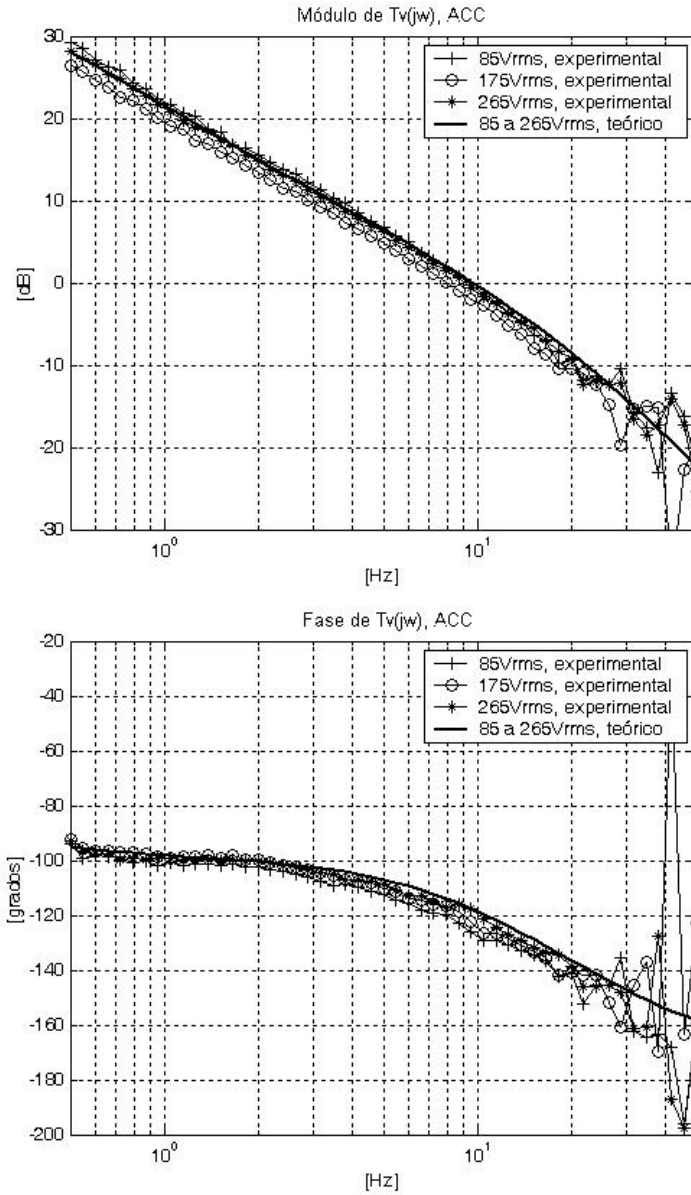


Fig.3.17: diagramas de Bode de la ganancia del lazo de tensión  $T_v(j\omega)$  con ACC convencional para diferentes valores de la tensión de entrada  $V_{ac}$  y carga nominal

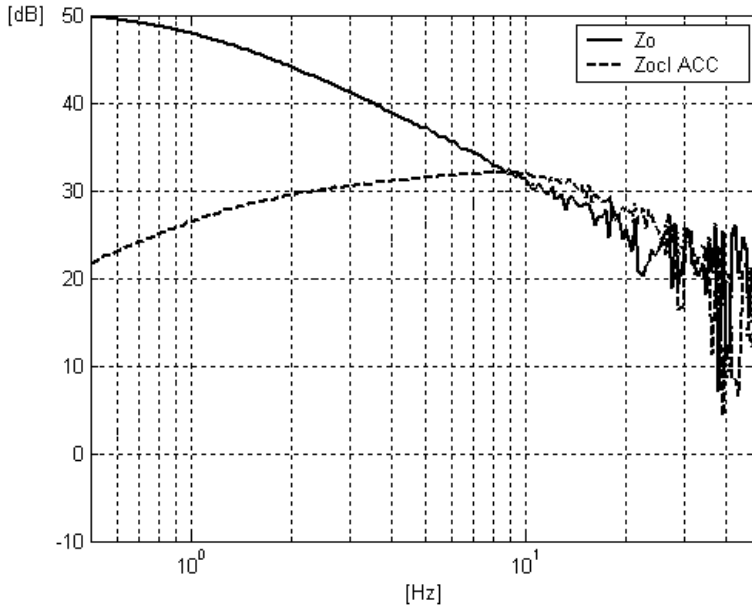
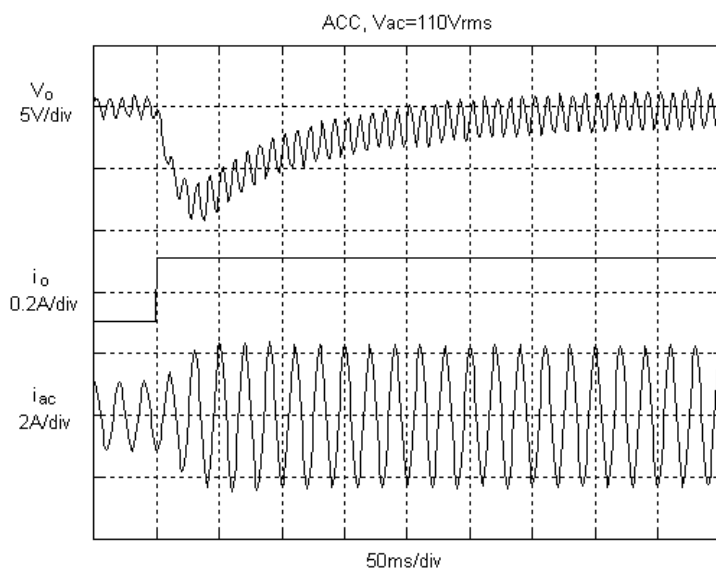


Fig.3.18: impedancia de salida (carga nominal) en lazo abierto  $Z_o$  y lazo cerrado con ACC convencional  $Z_{ocl-acc}$

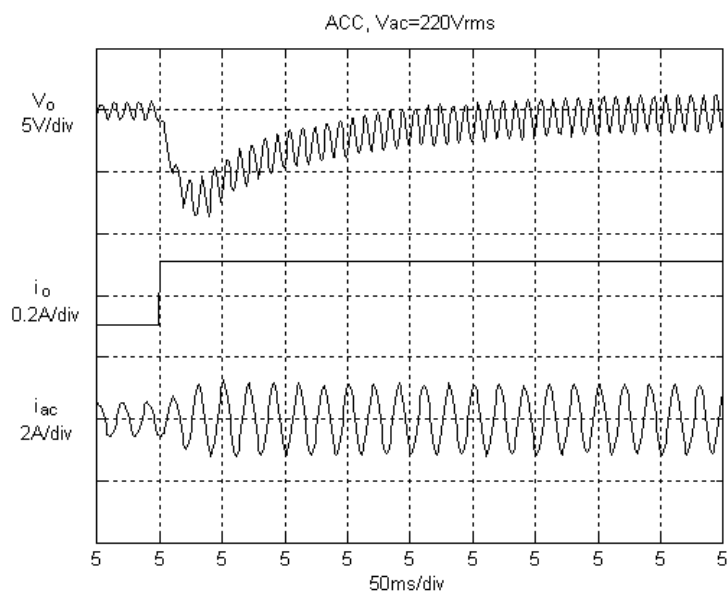
La figura 3.16 muestra los diagramas de bode de la función  $VOC(j\omega)$ . La figura 3.17 las ganancias de lazo de regulación de la tensión de salida con control ACC. La figura 3.18 muestra la medida de la impedancia de salida en lazo abierto y en lazo cerrado con control ACC. En todos los casos puede observarse que las medidas experimentales coinciden con las analíticas que se infieren de los modelos de pequeña señal utilizados.

### 3.7.2 Estudio en el dominio del tiempo (gran señal)

La figura 3.19 muestra la respuesta de la tensión de salida, con control ACC, ante escalones de carga de 80W a 160W, considerando dos valores de la tensión de entrada representativos (110V y 220V). En estas figuras se ha representado arriba la tensión de salida, en medio el escalón de carga y abajo la corriente de línea.

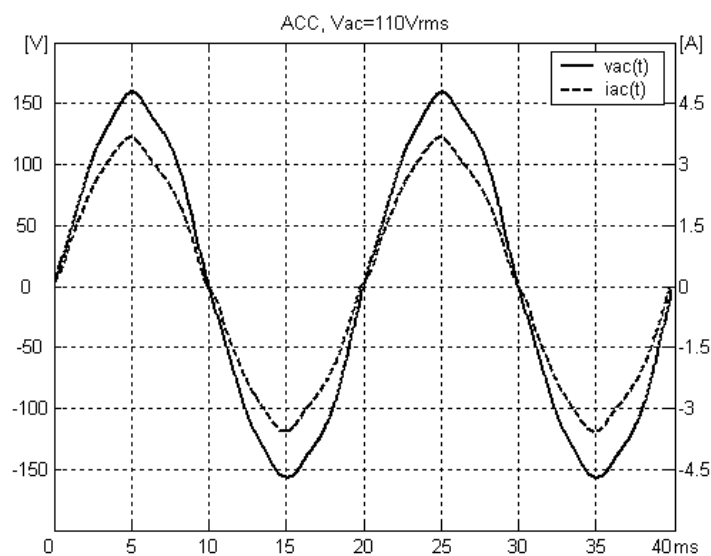


(a)

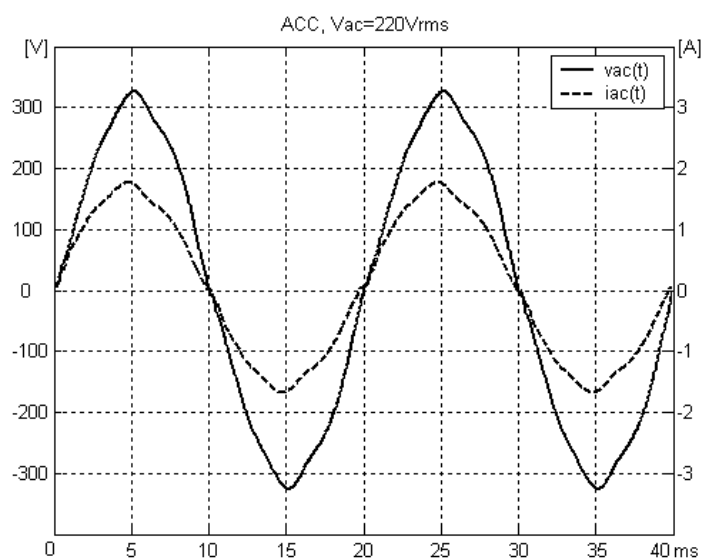


(b)

Fig.3.19: respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga de 80W a 160W. (a) $V_{ac}=110V_{rms}$  (b) $V_{ac}=220V_{rms}$



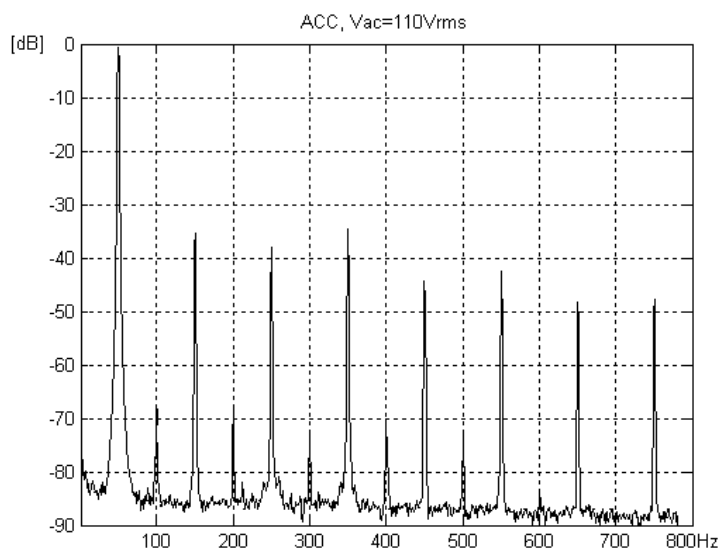
(a)



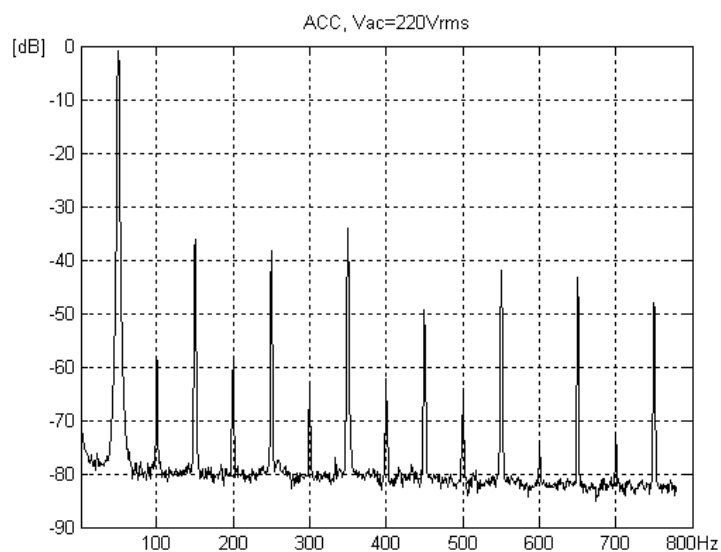
(b)

Fig.3.20: tensión de línea y corriente absorbida por el rectificador en régimen permanente, con control ACC y carga nominal.

(a) Vac=110Vrms (b) Vac=220Vrms



(a)



(b)

Fig.3.21: espectro armónico de la corriente absorbida por el rectificador en régimen permanente, con control ACC y carga nominal.  
(a) Vac=110Vrms (b) Vac=220Vrms



La figura 3.20 muestra las medidas de la tensión de línea y de la corriente absorbida por el rectificador en régimen permanente, con control ACC y carga nominal. La figura 3.21 muestra el espectro armónico de esta última. Estas medidas se han realizado para dos valores de la tensión de red representativos (110V y 220V). Asimismo, la tabla 3.3 muestra los valores medidos para la distorsión armónica de la tensión de línea,  $THD_v\%$ , corriente de entrada,  $THD_i\%$ , el factor de potencia de desplazamiento,  $DPF$ , y el factor de potencia global,  $PF$ .

Tal y como se comentó en el capítulo 1, para obtener elevado factor de potencia conviene que la entrada del rectificador se comporte respecto a la tensión de red como una carga resistiva. Así, el control ACC utilizado emplea una señal proporcional a la tensión de entrada rectificada para generar la consigna del lazo de corriente. En la figura 3.20 se observa como la corriente de entrada es un reflejo de la tensión de red. Por ello, como la tensión de red presenta una distorsión relativamente alta (en algunos casos, próxima al 6%), necesariamente la corriente también presentará una distorsión elevada. Esto no implica un mal funcionamiento del rectificador, al contrario, tal y como se observa en la tabla 3.3, en las mediciones realizadas para diferentes tensiones de red, abarcando todo el rango del convertidor, se obtienen valores del factor de potencia de desplazamiento,  $DPF$ , y del factor de potencia global,  $PF$ , muy próximos a la unidad.

		LINE VOLTAGE			
		85V <sub>RMS</sub>	110V <sub>RMS</sub>	220V <sub>RMS</sub>	265V <sub>RMS</sub>
ACC	THD <sub>v</sub>	5,7%	3.1%	3.5%	3.2%
	THD <sub>i</sub>	11.5%	3.8%	6.1%	10.4%
	DPF	1	1	0.99	0.99
	PF	0.99	0.99	0.99	0.98

Tabla 3.3: medida de  $THD_v$ ,  $THD_i$ , factor de potencia de desplazamiento y factor de potencia total en todo el rango de tensiones de línea

### 3.8 Discusión de resultados

En este capítulo se ha trabajado sobre un rectificador con corrección activa del factor de potencia. Este rectificador se ha realizado a partir de un convertidor *boost* con prealimentación de la tensión de entrada y control ACC, que es una de las formas habituales de realizar este tipo de rectificadores. A partir del esquema de este rectificador, que hemos denominado *boost PFC-ACC*, se ha presentado un modelo de pequeña señal del cual se han deducido las principales funciones de transferencia del rectificador. Para validar el modelo utilizado se han contrastado, satisfactoriamente, los resultados obtenidos analíticamente y las medidas experimentales realizadas sobre un prototipo. Podemos concluir que disponemos de un modelo válido para evaluar la respuesta del rectificador y compararla con la respuesta obtenida con los lazos de control propuestos en posteriores capítulos de la presente tesis.

El estudio teórico, y los resultados analíticos y experimentales, ponen de manifiesto las carencias que presenta el control ACC aplicado a este tipo de rectificadores, derivadas fundamentalmente del compromiso al que se tiene que llegar en la elección del ancho de banda del lazo de tensión. Por una parte, el lazo de tensión debe presentar suficiente atenuación al doble de la frecuencia de red, usualmente superior a 30dB, para no interferir en el seguimiento que el lazo de corriente hace de la tensión de red rectificada. Es decir, para obtener un factor de potencia elevado se requiere que el lazo de tensión presente una frecuencia de cruce baja. Por otra parte, la impedancia de salida en lazo cerrado del rectificador con el control ACC,  $Z_{ocl-ACC}$ , depende de la ganancia del lazo de tensión (ver ecuación 3.54). Así, para obtener una impedancia de salida baja y, por consiguiente, mejorar la respuesta temporal frente a variaciones de carga, se requiere que la ganancia lazo de tensión sea lo más elevada posible, lo que implica que la frecuencia de cruce en lazo abierto del lazo de tensión sea elevada.

En próximos capítulos de la presente tesis se presentarán variantes del lazo de tensión, basadas en el control RMF (*Robust Model Following*) [48]-[51] y en LI2 (*Load Current Injection*)

[52][53]. Estas variantes mantienen un nivel de complejidad similar al control ACC convencional, tanto a nivel de diseño como de complejidad circuital y, por lo tanto, con una diferencia mínima en costo económico y tiempo de diseño. A cambio, los lazos propuestos proporcionan una mejora sustancial en la impedancia de salida del rectificador y en su respuesta temporal frente a variaciones de carga.



# **CAPÍTULO 4**

*CONTROL ROBUSTO BASADO EN MODELO DE  
REFERENCIA*

---



## 4.1 Introducción

En este capítulo se describen las características principales del lazo de control modo corriente media robusto basado en modelo de referencia para el control de rectificadores con corrección del factor de potencia, basados en la topología *boost* [48]-[51].

El nuevo esquema de control se ha bautizado con el nombre *Robust Model Following (RMF)* y resulta de una sencilla modificación del esquema ACC [15][36][37] convencional que se presentó en el capítulo 3, sin más que añadir a dicho esquema un lazo de control adicional a los ya existentes de corriente y de tensión.

El esquema *RMF* mantiene el ancho de banda y los márgenes de estabilidad de cualquier topología de convertidor conmutado incluso con grandes variaciones de los parámetros de la etapa de potencia ( $V_i$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $C...$ ), ya que sigue la dinámica de un modelo de referencia. No es ésta, sin embargo, la cualidad que resulta de mayor interés en su aplicación a rectificadores con alto factor de potencia, pues, tal como se expuso en el capítulo 3, el lazo de regulación de la tensión de salida debe ser necesariamente lento, esto es, con una frecuencia de cruce muy por debajo del doble de la frecuencia de la tensión de línea, para evitar que la corriente de entrada se distorsione debido al rizado residual de esa frecuencia que aparece en las señales de control. En consecuencia, la principal limitación para el diseño del lazo de tensión no responde a criterios de estabilidad, sino de distorsión de la corriente de entrada [36][37], por lo que las variaciones paramétricas de la etapa de potencia no suponen un problema relevante, especialmente si, como sucede en la mayor parte de las aplicaciones industriales, se utiliza la pre-alimentación de la tensión de alimentación para que la etapa de potencia *VOC(s)* no dependa de dicho parámetro (capítulo 3).

De las ventajas que ofrece *RMF* [30]-[32], la que resulta de mayor interés en el contexto de esta tesis es que el diseño del lazo de tensión se puede "desacoplar" de forma importante del diseño de las funciones de transferencia de rechazo de perturbaciones, siendo posible reducir significativamente la impedancia de salida y

la audio-susceptibilidad en un convertidor conmutado sin necesidad de utilizar frecuencias de cruce muy elevadas para las ganancias de los lazos. Como se ha comentado, esta propiedad es la que resulta de mayor utilidad en el contexto de la rectificación con corrección del factor de potencia, pues permitirá obtener alto rechazo de perturbaciones sin necesidad de utilizar frecuencias de cruce elevadas en el lazo de tensión que incrementarían la distorsión de la corriente de entrada del rectificador.

Es importante recordar de nuevo que la perturbación cuyos efectos se pretende reducir es la debida a variaciones bruscas de la corriente consumida por la carga. No se pretende mejorar la audiosusceptibilidad y, de hecho, se requiere que la ganancia del lazo de tensión a la frecuencia de las componentes de la tensión de alimentación (100 Hz en el rango europeo) sea lo más baja posible, pues de lo contrario se elevaría la distorsión de la corriente de entrada del rectificador.

## 4.2 Diagrama de bloques completo del control modo corriente robusto basado en modelo de referencia

En la figura 4.1 se presenta el diagrama de bloques completo del control *RMF* propuesto y en la figura 4.2 una simplificación del mismo después de aplicar álgebra de bloques.

Obsérvese en la figura 4.1 la ubicación de los dos reguladores adicionales:  $G_{me}(s)$  y  $b \cdot VOC_{ref}(s)$ , así como el lazo interno adicional,  $T_{int}(s)$ , que también puede apreciarse en la figura 4.2.

Los lazos de corriente del control *RMF* son idénticos a los del control *ACC* convencional y contienen los mismos reguladores de corriente  $G_i(s)$ , por lo que no se ha representado  $T_i(s)$  en ninguna de las dos figuras. El diseño del lazo de corriente para *RMF* es el mismo que el descrito en el capítulo 3 para *ACC* convencional, por lo que se remite al lector a dicho capítulo para encontrar los detalles al respecto.

Nótese que la consigna para la tensión de salida se introduce tanto en el regulador externo de tensión como en el regulador de



error de modelado que forma parte del lazo interno. Aunque no es estrictamente necesario proceder de esta manera, sí que resulta conveniente para eliminar el *offset* en la señal de error de modelado y, en consecuencia, reducir la posibilidad de saturar los amplificadores operacionales con los que se implementará electrónicamente los controladores de RMF.

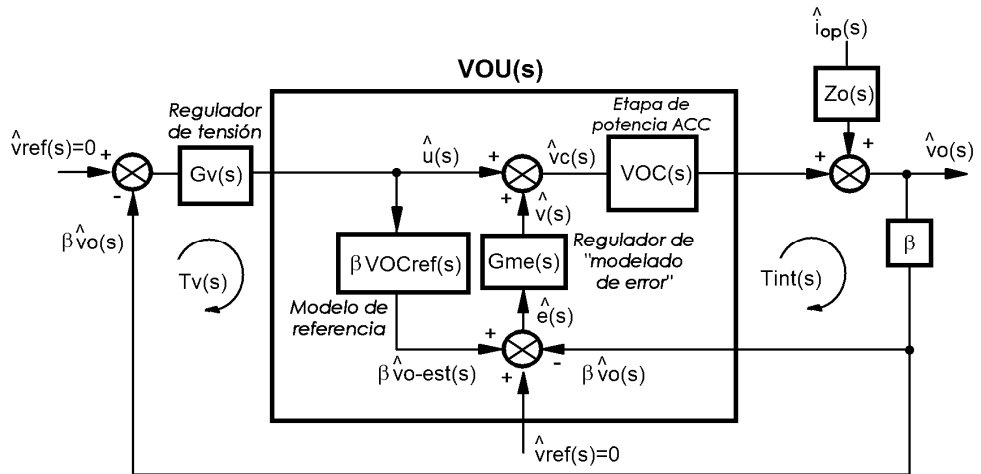


Fig.4.1: diagrama de bloques del control RMF paso-bajo

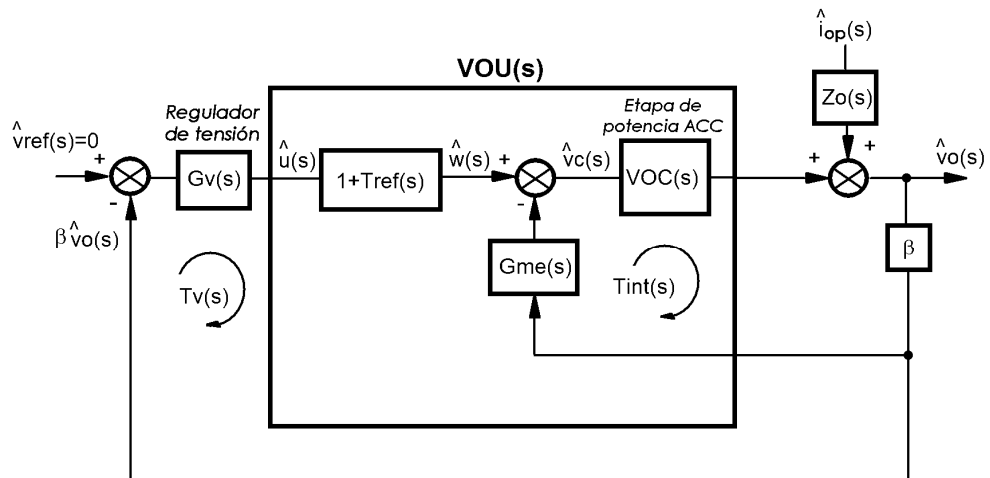


Fig.4.2: diagrama de bloques simplificado del control RMF paso-bajo

## 4.3 Descripción del lazo *RMF* basado en modelo de referencia paso-bajo

### 4.3.1 Lazo interno $T_{int}(s)$ y lazo de referencia $T_{ref}(s)$

La realización del control *RMF* se basa en la adición de un lazo interno adicional,  $T_{int}(s)$  (que presenta un efecto de seguimiento del modelo), antes de cerrar el lazo externo de tensión,  $T_v(s)$ , con el regulador de tensión  $G_v(s)$ .

Obsérvese en la figura 4.1 que el lazo interno,  $T_{int}(s)$ , contiene dos bloques: un regulador PI de "modelado del error",  $G_{me}(s)$ , y la función de transferencia del modelo de referencia,  $\mathbf{b} \cdot VOC_{ref}(s)$ , que presenta una característica tipo paso-bajo de primer orden similar a la etapa de potencia *ACC* convencional. La expresión general de la función de transferencia del modelo de referencia viene dada por (4.1):

$$VOC_{ref}(s) = \frac{K}{\left(1 + \frac{s}{a_{ref}}\right)} \quad (4.1)$$

Su salida,  $\mathbf{b} \cdot v_{O-est}$ , es una estimación del sensado de la tensión de salida si la función de transferencia de la etapa de potencia  $VOC(s)$  es igual a  $VOC_{ref}(s)$  en ausencia de perturbaciones, por lo que la señal  $e(s)$  puede considerarse un error de estimación.

El regulador  $G_{me}(s)$  se diseña para "moldear" adecuadamente el lazo  $T_{int}(s)$  con una frecuencia de cruce,  $f_{c-int} = \omega_{c-int}/2\pi$ . La ganancia del lazo interno,  $T_{int}(s)$ , viene dada por (4.2).

$$T_{int}(s) = \mathbf{b} \cdot VOC(s) \cdot G_{me}(s) \quad (4.2)$$

Las funciones  $VOW(s)$  y  $T_{ref}(s)$ , definidas en (4.3) y (4.4) respectivamente, son funciones de transferencia intermedias que se usan para poder obtener la función de transferencia de la etapa de potencia modificada,  $VOU(s)$ , que será presentada en el apartado 4.3.2.

$$VOW(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{w}(s)} \right|_{\hat{i}_o = 0} = \frac{VOC(s)}{1 + T_{int}(s)} \quad (4.3)$$

$$T_{ref}(s) = \mathbf{b} \cdot VOC_{ref}(s) \cdot G_{me}(s) \quad (4.4)$$

Nótese que  $T_{ref}(s)$  es una función de transferencia fija que puede definirse como la "ganancia del lazo de referencia", ya que coincide con  $T_{int}(s)$  cuando  $VOC(s) = VOC_{ref}(s)$ .

### 4.3.2 Función de transferencia "vista" por el regulador de tensión: $VOU(s)$

$VOU(s)$  es la función de transferencia que "ve" el regulador  $G_v(s)$ , o función de transferencia de la etapa de potencia modificada por el lazo robusto. Su expresión viene dada por (4.5):

$$\begin{aligned} VOU(s) &= \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{u}(s)} \right|_{\hat{i}_o = 0} = VOW(s) \cdot (1 + T_{ref}(s)) \rightarrow \\ &\rightarrow VOU(s) = VOC(s) \cdot \frac{(1 + T_{ref}(s))}{(1 + T_{int}(s))} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Nótese que para el rango de frecuencias en el que se cumple  $|T_{int}(s)| \gg 1$  y  $|T_{ref}(s)| \gg 1$ , también se verifica que  $VOU(s) \approx VOC_{ref}(s)$ . Para ese rango de frecuencias la función de transferencia que "ve" el regulador de tensión es fija y coincide con  $VOC_{ref}(s)$ . Esto constituye la base de la acción de seguimiento del modelo que se consigue con el lazo interno adicional  $T_{int}(s)$ .

### 4.3.3 Diseño del lazo $T_{int}(s)$ y elección de $VOC_{ref}(s)$

El "moldeado" del lazo  $T_{int}(s)$  se lleva a cabo mediante una simple compensación en cascada de la etapa de potencia convencional  $VOC(s)$  y la ganancia del sensado de tensión  $\mathbf{b}$  con el regulador  $PI$   $G_{me}(s)$ . Téngase en cuenta que el "moldeado" de  $T_{int}(s)$  es similar al de  $T_v(s)$  con control  $ACC$  convencional, con la ventaja de que sólo resulta necesaria una frecuencia de cruce moderada

del lazo interno,  $f_{c-int}$ , para obtener un buen rechazo de perturbaciones, tal y como se demostrará en el apartado 4.3.6.

El regulador  $G_{me}(s)$  puede ajustarse para una frecuencia de cruce de  $T_{int}(s)$  de aproximadamente un décimo del doble de la frecuencia de la tensión de línea, esto es,  $f_{c-int} \gg 2f_{line}/10$ . De esa manera se conseguirá que el rizado residual a  $2f_{line}$  esté lo suficientemente atenuado como para no producir distorsión significativa en la referencia para el lazo de regulación de la corriente en el inductor del *boost*.

Conviene remarcar (véase figura 4.2) que el regulador  $G_{me}(s)$  aparece en el camino de realimentación en vez de estar situado en el camino directo de  $VOC(s)$ . La expresión general de una estructura adecuada para  $G_{me}(s)$  aparece en (4.6):

$$G_{me}(s) = \frac{w_{ie}}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{w_{ze}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{w_{pe}}\right)} \quad (4.6)$$

El polo  $w_{pe}$  se elige para atenuar el rizado al doble de la frecuencia de la tensión de línea sin afectar de manera significativa a los márgenes de estabilidad del lazo. Una elección adecuada sería  $w_{pe} \gg w_{line}/2 = 2\pi f_{line}/2$ .

El lazo interno  $T_{int}(s)$  tiene la siguiente propiedad: a frecuencias menores que  $f_{c-int}$ , en las que  $|T_{int}(s)| \gg 1$ , la función de transferencia  $VOW(s)$  es constante y no depende de las variaciones ni de las tolerancias de la etapa de potencia. Despreciando el polo de alta frecuencia de  $G_{me}(s)$ ,  $VOW(s)$  adopta la expresión que aparece en (4.7):

$$Si \ w \ll w_{c-int} \Rightarrow VOW(s) \approx \frac{1}{b \cdot G_{me}(s)} = \frac{s}{b \cdot w_{ie}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{w_{ze}}\right)} \quad (4.7)$$

La frecuencia de cruce de  $T_{ref}(s)$ ,  $f_{C-ref} = \mathbf{w}_{C-ref}/2\mathbf{p}$ , es constante porque no depende de la etapa de potencia real, sino de la etapa de potencia de referencia, tal y como se deduce de (4.4). En la expresión (4.5), la función de transferencia  $(1+T_{ref}(s))$  se aproxima a la expresión  $T_{ref}(s) \cdot (1+s/\mathbf{w}_{C-ref})$ , teniendo en cuenta que  $T_{ref}(s)$  presenta un carácter integrador, esto es,  $T_{ref}(s) \gg \mathbf{w}_{C-ref}/s$ .

En consecuencia, (4.8) constituye una buena aproximación de  $VOU(s)$  a frecuencias menores que  $f_{C-int}$ , en las que  $|T_{int}(s)| \gg 1$ .

$$\begin{aligned}
 \text{Si } \mathbf{w} \ll \mathbf{w}_{C-int} \quad \Rightarrow \quad VOU(s) &\approx VOC(s) \cdot \frac{T_{ref}(s) \cdot \left(1 + \frac{s}{\mathbf{w}_{C-ref}}\right)}{T_{int}(s)} = \\
 &= VOC_{ref}(s) \cdot \left(1 + \frac{s}{\mathbf{w}_{C-ref}}\right) = \frac{K}{\left(1 + \frac{s}{a_{ref}}\right)} \cdot \left(1 + \frac{s}{\mathbf{w}_{C-ref}}\right)
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

Una vez diseñado el regulador  $G_{me}(s)$ , se elige  $VOC_{ref}(s)$  para que la ganancia del lazo de referencia,  $T_{ref}(s)$ , sea estable. Si se obtiene un  $T_{ref}(s)$  con un margen de estabilidad insuficiente, la función de transferencia  $(1+T_{ref}(s))$  de la figura 4.2 presenta una resonancia negativa poco atenuada que podría dar lugar a muchas dificultades a la hora de estabilizar el lazo externo de tensión,  $T_v(s)$ . La elección de  $VOC_{ref}(s)$  determina la frecuencia de cruce del lazo de referencia,  $f_{C-ref}$ , que es constante porque tanto  $VOC_{ref}(s)$  como  $T_{ref}(s)$  son fijos.

Un punto muy interesante para los diseñadores es que  $VOC_{ref}(s)$  se elige independientemente de la función de transferencia de la etapa de potencia real  $VOC(s)$ , dependiendo su elección únicamente de  $G_{me}(s)$ . El valor de la frecuencia de cruce del lazo de referencia,  $f_{C-ref}$ , puede ser, en principio, mayor o menor que  $f_{C-int}$ , aunque más adelante se demostrará que conviene maximizar  $f_{C-ref}$  para mejorar el rechazo de perturbaciones, siempre teniendo en cuenta el compromiso entre velocidad de respuesta y distorsión de la corriente de entrada que caracteriza a los pre-reguladores con corrección del factor de potencia.

### 4.3.4 Diseño del regulador de tensión $G_v(s)$

El regulador  $G_v(s)$  se diseña para compensar en cascada la función de transferencia  $VOU(s)$ , moldeando así el lazo  $T_v(s)$  con una frecuencia de cruce  $f_{C-v} = w_{C-v}/2p$ . Si  $f_{C-v}$  es menor que  $f_{C-int}$ , la compensación es relativamente sencilla dado que  $VOU(s)$  es muy poco sensible a los parámetros variables de la etapa de potencia hasta la frecuencia de cruce deseada,  $f_{C-v}$ .

La ganancia del lazo externo de tensión,  $T_v(s)$ , viene dada por (4.9), siendo la aproximación que aparece en la última parte de esta expresión válida para frecuencias  $f < f_{C-int}$ .

$$T_v(s) = b \cdot G_v(s) \cdot VOU(s) \approx b \cdot G_v(s) \cdot \frac{K}{1 + \frac{s}{a_{ref}}} \cdot \left( 1 + \frac{s}{w_{C-ref}} \right) \quad (4.9)$$

La estructura general que se muestra en (4.10), formada por un cero, un polo y un integrador, resulta adecuada para  $G_v(s)$ , aunque también se pueden utilizar expresiones más complejas.

$$G_v(s) = \frac{w_{iv}}{s} \cdot \frac{\left( 1 + \frac{s}{a_{ref}} \right)}{\left( 1 + \frac{s}{w_{C-ref}} \right)} \quad (4.10)$$

La frecuencia angular de cruce que resulta en este caso para el lazo de tensión viene dada por (4.11).

$$w_{C-v} \approx b \cdot K \cdot w_{iv} \quad (4.11)$$

### 4.3.5 Regulador de tensión equivalente $G_{v-eq}(s)$ y lazo de tensión equivalente $T_{v-eq}(s)$

El diagrama de bloques del lazo *RMF* de la figura 4.1 puede modificarse como se indica en la figura 4.3 para introducir los conceptos de regulador de tensión equivalente  $G_{v-eq}(s)$  y lazo de

tensión equivalente  $T_{v-eq}(s)$ . La expresión analítica de  $G_{v-eq}(s)$  se deduce fácilmente aplicando álgebra de bloques en la figura 4.1, obteniéndose la expresión (4.12). En consecuencia, la ganancia del lazo de tensión equivalente vendrá dada por (4.13).

$$\begin{aligned} G_{v-eq}(s) &= G_{me}(s) + G_v(s) \cdot (1 + T_{ref}(s)) \rightarrow \\ &\rightarrow G_{v-eq}(s) = G_{me} + G_v + G_v \cdot b \cdot VOC_{ref} \cdot G_{me} \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned} T_{v-eq}(s) &= b \cdot G_{v-eq}(s) \cdot VOC(s) \rightarrow \\ &\rightarrow T_{v-eq}(s) = T_{int}(s) + b \cdot VOC(s) \cdot G_v(s) \cdot (1 + T_{ref}(s)) \end{aligned} \quad (4.13)$$

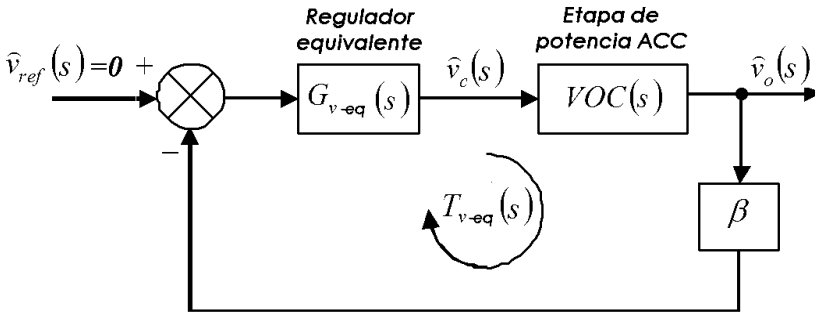


Fig.4.3: diagrama de bloques del control RMF introduciendo el concepto de  $G_{v-eq}(s)$

El desarrollo de la expresión (4.12) a partir la estructura general de los reguladores empleados conduce a la expresión genérica del regulador equivalente,  $G_{v-eq}(s)$ , con control RMF, que aparece en (4.14):

$$G_{v-eq}(s) = \frac{w_{i-eq} \left(1 + \frac{s}{w_{z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{w_{z2}}\right) \left(1 + \frac{s}{w_{z3}}\right) \left(1 + \frac{s}{w_{z4}}\right)}{s^2 \left(1 + \frac{s}{w_{c-ref}}\right) \left(1 + \frac{s}{a_{ref}}\right) \left(1 + \frac{s}{w_{pe}}\right)} \quad (4.14)$$

De (4.14) se deduce que el comportamiento en baja frecuencia del regulador equivalente con control RMF es el de un doble integrador, con lo que se mejora apreciablemente el

seguimiento de las señales de referencia y se reduce la sensibilidad del lazo ante cambios en la carga.

### 4.3.6 Mejora del rechazo a perturbaciones

Una cuestión importante a tener en cuenta a la hora de elegir  $VOC_{ref}(s)$  y  $f_{c-ref}$  son las funciones de transferencia de rechazo a perturbaciones resultantes, esto es, la impedancia de salida en lazo cerrado, cuya expresión aparece en (4.15).

$$\begin{aligned}
 Z_{ocl-RMF}(s) &= \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{op}(s)} \right|_{\hat{v}_c \neq 0} = \\
 &= \frac{Z_o(s)}{1 + T_{int}(s) + \mathbf{b} \cdot VOC(s) \cdot G_v(s) \cdot (1 + T_{ref}(s))} \rightarrow \\
 &\rightarrow Z_{ocl-RMF}(s) = \frac{Z_o(s)}{1 + T_{v-eq}}
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

Para frecuencias menores que  $f_{c-int}$  y  $f_{c-ref}$  dicha ecuación pueden simplificarse un poco más, quedando como muestra (4.16).

$$\begin{aligned}
 Z_{ocl-RMF}(s) &\approx \frac{Z_o(s)}{T_{int}(s) + \mathbf{b} \cdot VOC(s) \cdot G_v(s) \cdot T_{ref}(s)} \rightarrow \\
 \rightarrow Z_{ocl-RMF}(s) &\approx \frac{Z_o(s)}{T_{int}(s) + \mathbf{b}^2 \cdot VOC(s) \cdot VOC_{ref}(s) \cdot G_v(s) \cdot G_{me}(s)}
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

De la expresión anterior se deduce que, para reducir el efecto de la perturbación de carga, se deben elegir unos valores de  $f_{c-int}$  y  $f_{c-ref}$  tan altos como sea posible, así como una ganancia elevada para  $G_v(s)$  en baja frecuencia. De esta manera, se adoptarán unos valores para  $VOC_{ref}(s)$  y  $f_{c-ref}$  tales que hagan que  $|T_{ref}(s)|$  sea grande en el rango de frecuencias en el que se quiere mejorar el rechazo de perturbaciones ( $Z_{ocl-RMF}(s)$ ). Por supuesto, el límite a lo que se acaba de exponer es que la ganancia del lazo de tensión al doble de la frecuencia de la tensión de línea sea lo más pequeña posible.



Recuérdese que con control ACC convencional, para reducir la función  $Z_{ocl-ACC}(s)$  en baja frecuencia se tiene que utilizar frecuencias de cruce elevadas en el lazo de tensión  $T_v(s)$ , lo que no es posible porque se aumentaría la ganancia al doble de la frecuencia de la tensión de línea. En cambio, con control RMF, el diseño de  $Z_{ocl-RMF}(s)$  no sólo depende de  $G_v(s)$  (que determina  $T_v(s)$  y  $f_{c-v}$ ), sino que además depende de la ganancia de otro lazo,  $T_{ref}(s)$ , que es constante e independiente de la etapa de potencia real  $VOC(s)$ . De esta manera, puede conseguirse un buen rechazo a perturbaciones sin que  $f_{c-v}$ , sea muy grande.

Desde este punto de vista, el control RMF paso-bajo “desacopla”, al menos parcialmente, el diseño de la función  $Z_{ocl-RMF}(s)$  del diseño de  $T_v(s)$  y de las variaciones de  $VOC(s)$ . Además, el diseño de  $T_v(s)$  depende poco de  $VOC(s)$  si  $f_{c-v} < f_{c-int}$ .

La razón por la que el control RMF mejora el rechazo a perturbaciones está en el producto  $G_v(s) \cdot G_{me}(s)$  que aparece en el término  $b^2 \cdot VOC(s) \cdot VOC_{ref}(s) \cdot G_v(s) \cdot G_{me}(s)$  del denominador de la función (4.16). Con este control, se incrementa la ganancia en baja frecuencia de  $G_v(s)$  por efecto de la ganancia en baja frecuencia de  $G_{me}(s)$  en el denominador de dichas funciones. La pendiente de  $|A_{cl-RMF}(s)|$  y  $|Z_{ocl-RMF}(s)|$  a frecuencias menores que  $f_{c-ref}$  es de +40dB/dec, debido al carácter de doble integrador que introduce el producto  $G_v(s) \cdot G_{me}(s)$ .

Con control ACC convencional,  $G_v(s)$  es la única función de transferencia que presenta alta ganancia en baja frecuencia en el denominador de  $Z_{ocl-ACC}(s)$ . Nótese que con el control RMF, el incremento que introduce  $G_{me}(s)$  en la ganancia de baja frecuencia de  $G_v(s)$  afecta únicamente a la función  $Z_{ocl-RMF}(s)$ , pero no a  $T_v(s)$ , por lo que la estabilidad del lazo de tensión no se ve afectada por  $G_{me}(s)$ . El efecto de “desacoplo” que se ha comentado anteriormente no se conseguiría adoptando una expresión más compleja para el regulador de tensión con control ACC convencional, ya que un cambio en  $G_v(s)$  afectaría directamente a la estabilidad de  $T_v(s)$ .

Cabe destacar que, si se elige  $f_{c-v} = f_{c-int}$ , la impedancia de salida en lazo cerrado puede expresarse como muestra (4.17).

$$Z_{ocl-RMF}(s) \approx \frac{Z_o(s)}{(1+T_v(s))^2} = Z_o(s) \cdot S^2(s) = Z_{ocl-ACC}(s) \cdot S(s) \quad (4.17)$$

Siendo  $S(s)$  la denominada función Sensibilidad del lazo de control de la tensión de salida. Cuanto menor sea la función Sensibilidad en un cierto rango de frecuencias, mejor será el rechazo de perturbaciones en dicho rango. De (4.17) se deduce fácilmente (4.18), mostrando desde otro punto de vista la mejora de la impedancia de salida que ofrece *RMF* comparado con *ACC* convencional. Obsérvese que  $S(s)$  es menor que 1 en baja frecuencia, por lo que el factor  $S^2(s)$  es mucho menor que  $S(s)$  en ese rango de frecuencias.

$$S_{RMF}(s) \approx S^2(s) \quad (4.18)$$

Una cuestión que merece ser destacada se desprende del enfoque presentado haciendo uso del concepto de lazo de tensión equivalente de *RMF* (apartado 4.3.5). Dicho enfoque pone de manifiesto que la mejora en el rechazo de perturbaciones se logra porque la ganancia del lazo equivalente es alta. Prosiguiendo con este razonamiento, debe tenerse en cuenta que, manteniendo el mismo esquema que caracteriza al control *ACC* convencional, sería posible mejorar el rechazo de perturbaciones en baja frecuencia eligiendo una expresión más compleja para el regulador de tensión  $G_v(s)$ . Hay varias maneras de realizar esto, por ejemplo, con un regulador  $H_\infty$  o simplemente adoptando un regulador de orden elevado que permita disponer de mayor ganancia en baja frecuencia. Pero también sería posible modificar el regulador de tensión del control *RMF* de la misma manera. Así, para poder comparar adecuadamente el control *RMF* paso-bajo con el control *ACC* convencional, se ha utilizado la misma estructura de regulador en ambos casos, formada por un cero, un polo y un integrador (la usual en *ACC* convencional). Por otra parte, otro factor a tener muy en cuenta es que, si se implementara el controlador equivalente dentro del esquema *ACC* convencional, los resultados en pequeña señal serían idénticos a los alcanzados por *RMF*. Sin embargo, el riesgo de saturación de los amplificadores operacionales sería mucho mayor, pues el regulador equivalente necesitaría disponer de mucha ganancia. Por supuesto, la ganancia se podría repartir

entre varios amplificadores operacionales para reducir el riesgo de saturación, pero este hecho supondría un inconveniente adicional que no debería descuidarse durante el proceso de diseño.

### 4.3.7 Procedimiento de diseño del control *RMF*

Teniendo en cuenta todos los condicionantes que se han destacado en apartados anteriores, el procedimiento de diseño que se propone para los reguladores del control *RMF* es el siguiente:

- 1) Elija un controlador *PI* para  $G_{me}(s)$ , con la estructura que aparece en (4.6), para la compensación en cascada de  $VOC(s)$  con una frecuencia de cruce:  $f_{c-int} \approx 2f_{line}/10$ .
- 2) Elija el modelo de referencia,  $VOC_{ref}(s)$ , con la estructura que aparece en (4.1), para conseguir que lazo  $T_{ref}(s)$  sea estable con el regulador  $G_{me}(s)$  que se ha diseñado en el punto 1. La frecuencia de cruce  $f_{c-ref}$  que se obtiene es fácil de maximizar dado que  $T_{ref}(s)$  está compuesto por funciones de transferencia constantes. Nótese que para el diseño de  $VOC_{ref}(s)$  se dispone de dos grados de libertad,  $K$  y  $a_{ref}$ .
- 3) Elija  $G_v(s)$ , de acuerdo a (4.10), para una frecuencia de cruce de  $T_v(s)$ :  $f_{c-v} = f_{c-int}$ . Obsérvese que:  $f_{c-v} \approx \mathbf{b} \cdot K \cdot \mathbf{w}_{iv} / 2\mathbf{p}$ , por lo que la elección de  $\mathbf{w}_{iv}$  es muy sencilla.

## 4.4 Implementación del control *RMF* en un rectificador con corrección del factor de potencia

Siguiendo el procedimiento en el apartado 4.3.7 y considerando la etapa de potencia descrita en el capítulo 3, se ha procedido al diseño de los reguladores del lazo *RMF* que muestra la tabla 4.1. Con los reguladores elegidos, la frecuencia de cruce de todos los lazos de *RMF* se sitúa en torno a 10 Hz (un factor 10 por debajo del doble de la frecuencia de la tensión de línea), con la excepción obvia del lazo de corriente, que se ha diseñado con una frecuencia de cruce objetivo de 18kHz (un quinto de la frecuencia de conmutación, aproximadamente) para conseguir que la corriente en el inductor del *boost* siga fielmente el valor de consigna calculado por el multiplicador-divisor.



## 4.5 Estudio analítico

En este apartado se presentan las principales funciones de transferencia en pequeña señal que resultan del diseño propuesto, así como algunos resultados de simulación que muestran la respuesta temporal del convertidor ante escalones de carga.

La figura 4.5 muestra el diagrama de *Bode* de la ganancia del lazo de corriente,  $T_i(j\omega)$ . La frecuencia de cruce se ha elegido en torno a 18kHz (un quinto de la de conmutación, aproximadamente) para que la corriente en el inductor siga fielmente a la referencia proporcionada por el multiplicador-divisor. Como puede apreciarse, los márgenes de estabilidad son correctos (margen de fase próximo a  $60^\circ$  y margen de ganancia teóricamente infinito).

Las figuras 4.6 y 4.7 muestran las ganancias del lazo de tensión de *ACC* convencional y *RMF*. Puede observarse que las ganancias de lazo prácticamente coinciden. En el caso del lazo *ACC* y el interno de *RMF*, porque la expresión de ambas es idéntica. En el caso del lazo externo de *RMF*, porque durante el diseño de dicho lazo se ha elegido el mismo controlador utilizado para el resto de lazos (véase tabla 4.1).

La figura 4.8 muestra el aspecto de la impedancia de salida con *ACC* convencional y con el control *RMF* propuesto, en ambos casos para varios puntos de funcionamiento definidos por el consumo de la carga (10%, 50% y 100% de la carga nominal). Puede observarse que *RMF* mejora (disminuye) sustancialmente la impedancia de salida a frecuencias menores que la frecuencia de cruce del lazo externo de regulación de la tensión de salida (en rigor, del lazo de tensión *RMF* equivalente, que en este caso coincide). Como consecuencia de la reducción de la impedancia de salida, es previsible que los efectos de las variaciones de carga sobre la tensión de salida del pre-regulador se vean reducidos de manera apreciable.

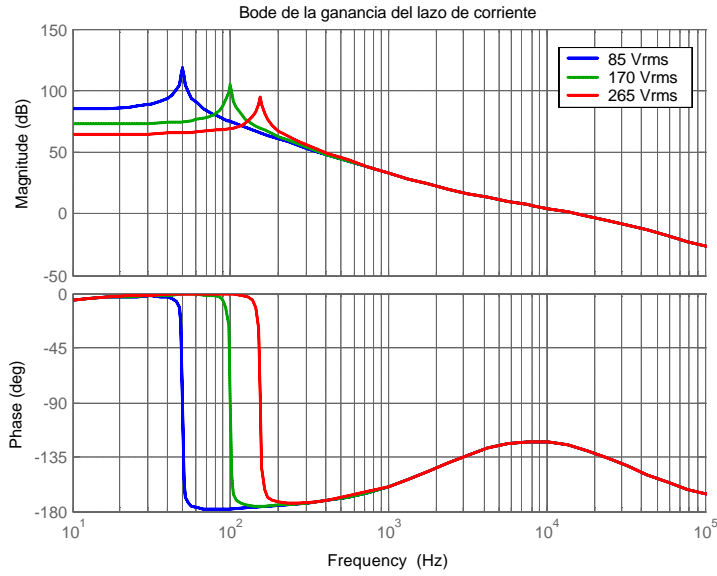


Fig.4.5: diagramas de Bode de la ganancia del lazo de corriente  $T_i(jw)$

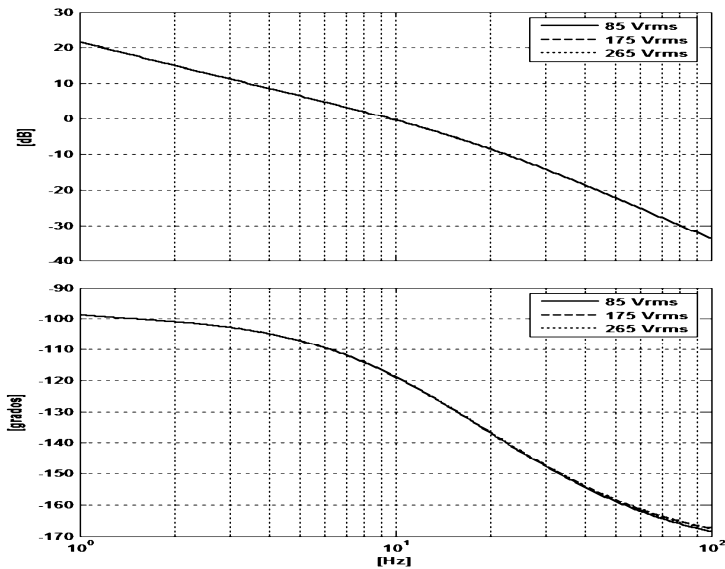


Fig.4.6: diagramas de Bode de la ganancia de los lazos de tensión  $T_v(jw)$  con ACC convencional y  $T_{int}(jw)$  con RMF

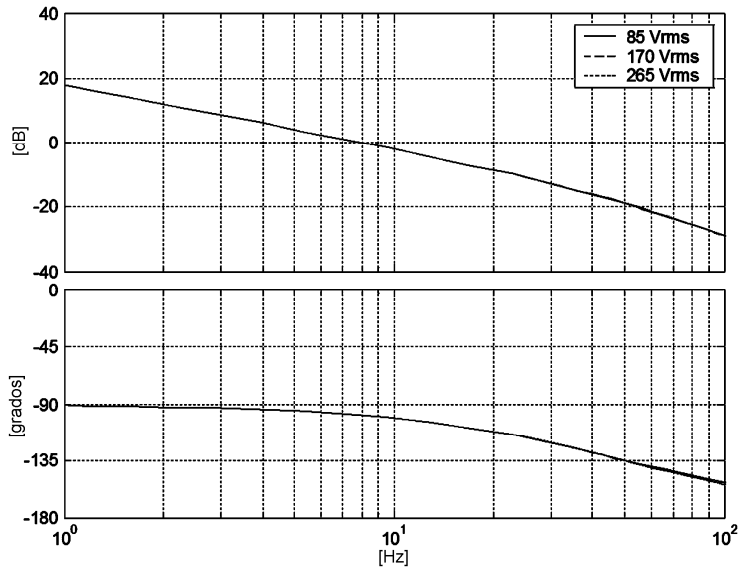


Fig.4.7: diagramas de Bode de la ganancia del lazo externo de tensión con RMF

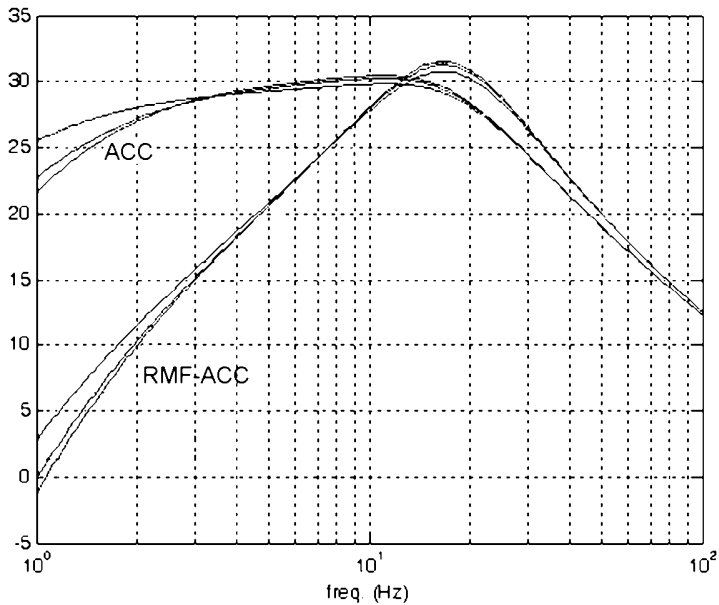
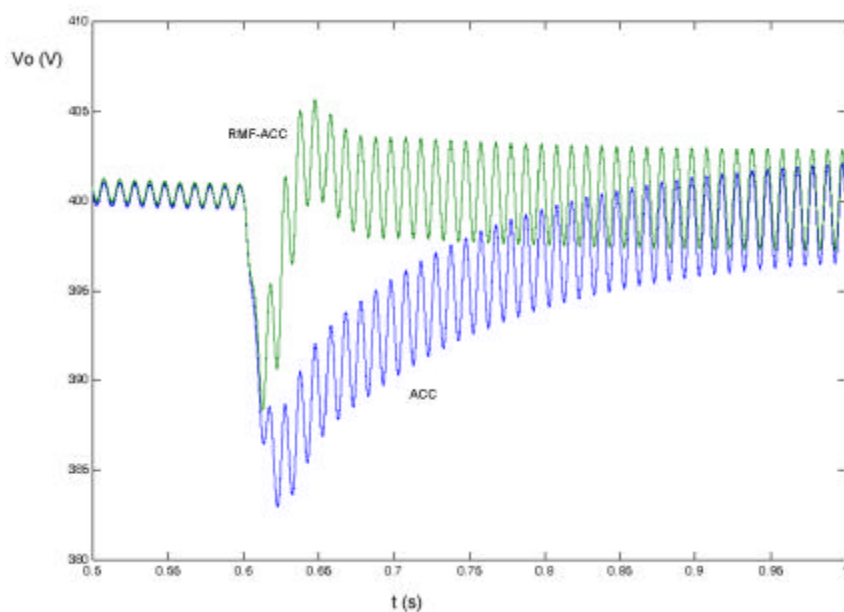
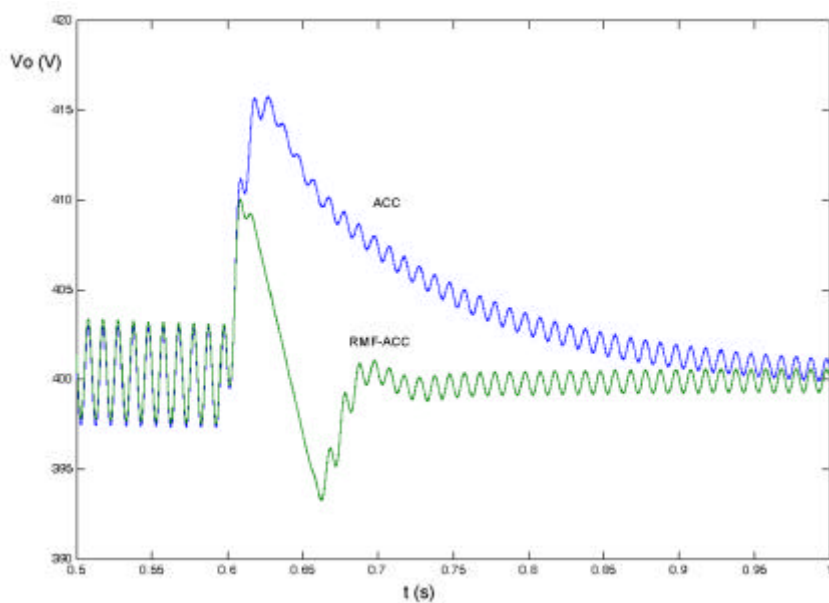


Fig.4.8: impedancia de salida en lazo cerrado con ACC convencional y RMF (10%, 50% y 100% de carga)



(a)



(b)

Fig.4.9: respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga con ACC convencional y con RMF. (a) 80 a 250W; (b) 250W a 80W



Para validar en gran señal los resultados obtenidos en pequeña señal, se han realizado simulaciones en el dominio del tiempo para obtener la respuesta de la tensión de salida del pre-regulador ante cambios bruscos de carga. La figura 4.9 muestra dicha respuesta ante escalones de potencia de 80 a 250W y viceversa. Como podía preverse a partir de los resultados en el dominio de la frecuencia, la respuesta temporal ante la perturbación de carga se modifica sustancialmente con *RMF* respecto a la obtenida con *ACC* convencional. Concretamente, el tiempo de establecimiento tras los escalones de carga se reduce en un factor cinco, a la vez que las desviaciones respecto al valor de consigna se reducen un 40%.

## 4.6 Resultados experimentales

Con el objetivo de validar experimentalmente el estudio analítico presentado, se han realizado ensayos sobre el prototipo descrito en el capítulo 3, que permiten comparar las prestaciones alcanzadas por el método *RMF* propuesto con las que caracterizan al esquema *ACC* convencional. El estudio comienza analizando la respuesta de ambos métodos en el dominio de la frecuencia, pasando después al dominio del tiempo para validar en gran señal las propiedades observadas en pequeña señal.

### 4.6.1 Estudio en el dominio de la frecuencia (pequeña señal)

Se han realizado medidas de la respuesta en frecuencia de los lazos de regulación del rectificador con corrección del factor de potencia. Las medidas han sido obtenidas mediante un analizador de señales en tiempo real YOKOGAWA SA2400 y procesadas posteriormente con *MATLAB*. La figura 4.10 muestra los diagramas de Bode del lazo de corriente del convertidor,  $T_i(j\omega)$ , para varios valores de la tensión de línea en el rango universal considerado. Las medidas se han efectuado sustituyendo la tensión de entrada por una tensión de continua equivalente a su valor eficaz, pues no es posible medir la ganancia del lazo de corriente con el analizador alimentando el convertidor en alterna. Las figuras 4.11 y 4.12 muestran las ganancias de lazo de regulación de la tensión de salida con *ACC* y *RMF*, respectivamente. Puede observarse que las

medidas experimentales coinciden con las analíticas que se inferen de los modelos de pequeña señal utilizados.

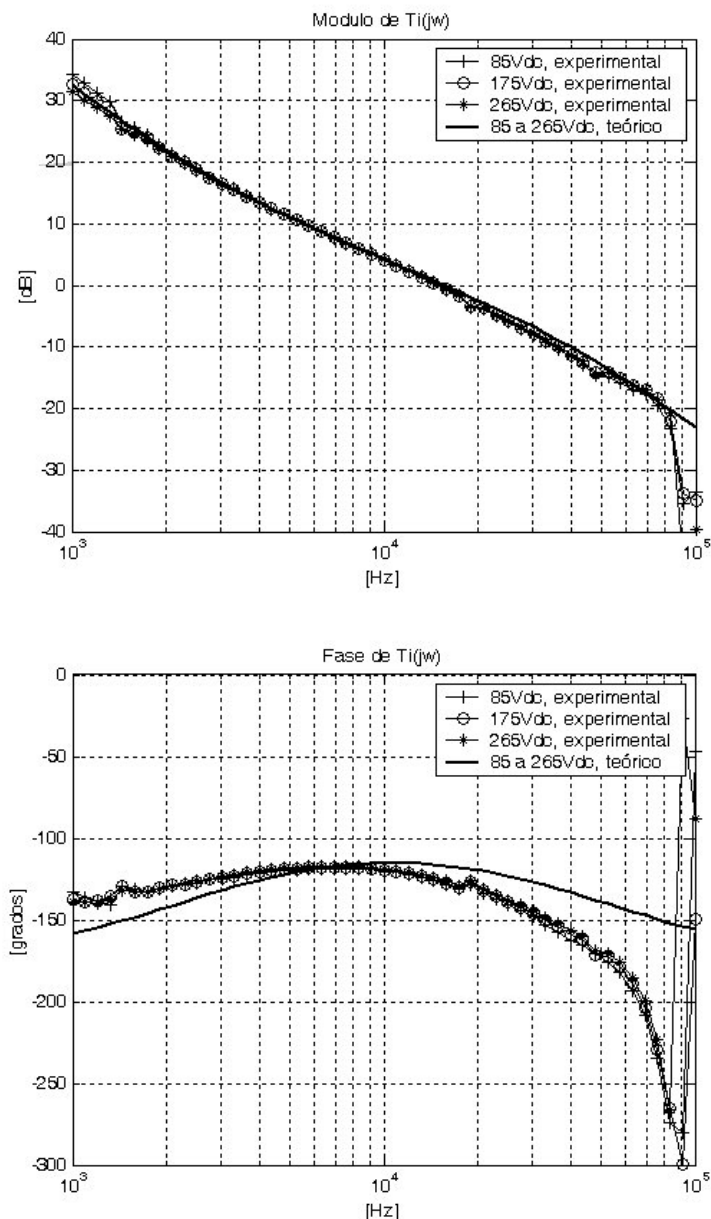


Fig.4.10: diagramas de Bode de la ganancia del lazo de corriente  $T_i(j\omega)$

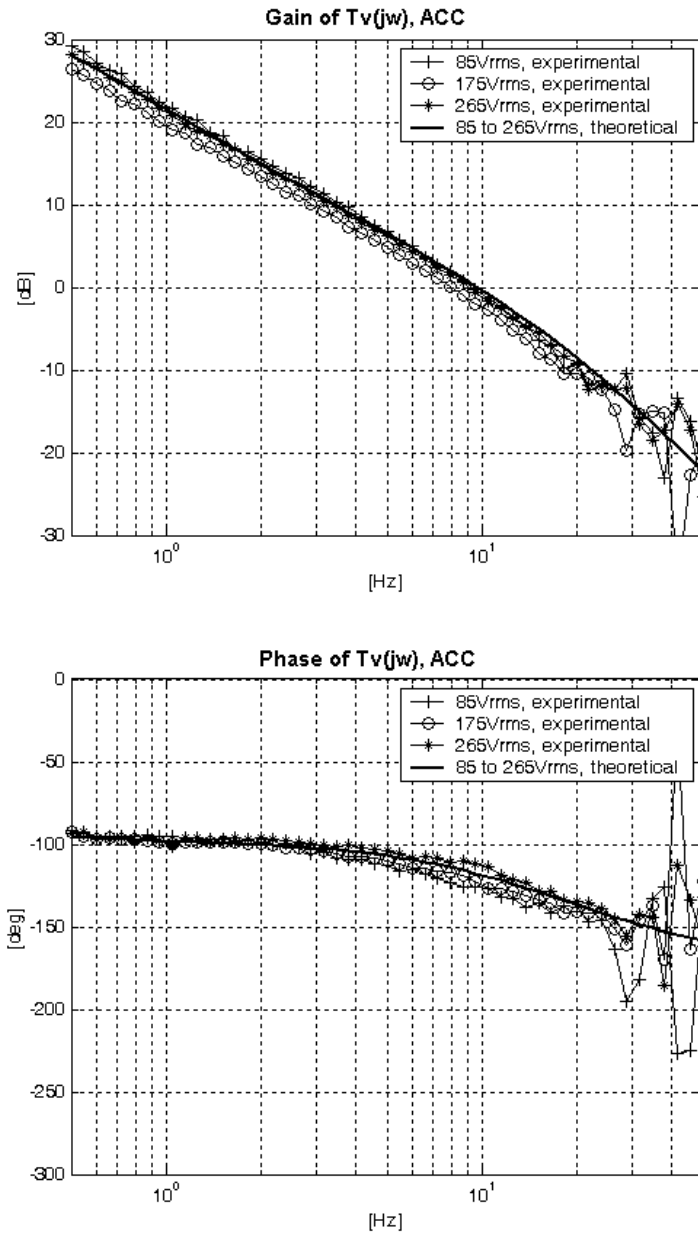


Fig.4.11: diagramas de Bode de la ganancia del lazo de tensión  $T_v(j\omega)$  con ACC convencional

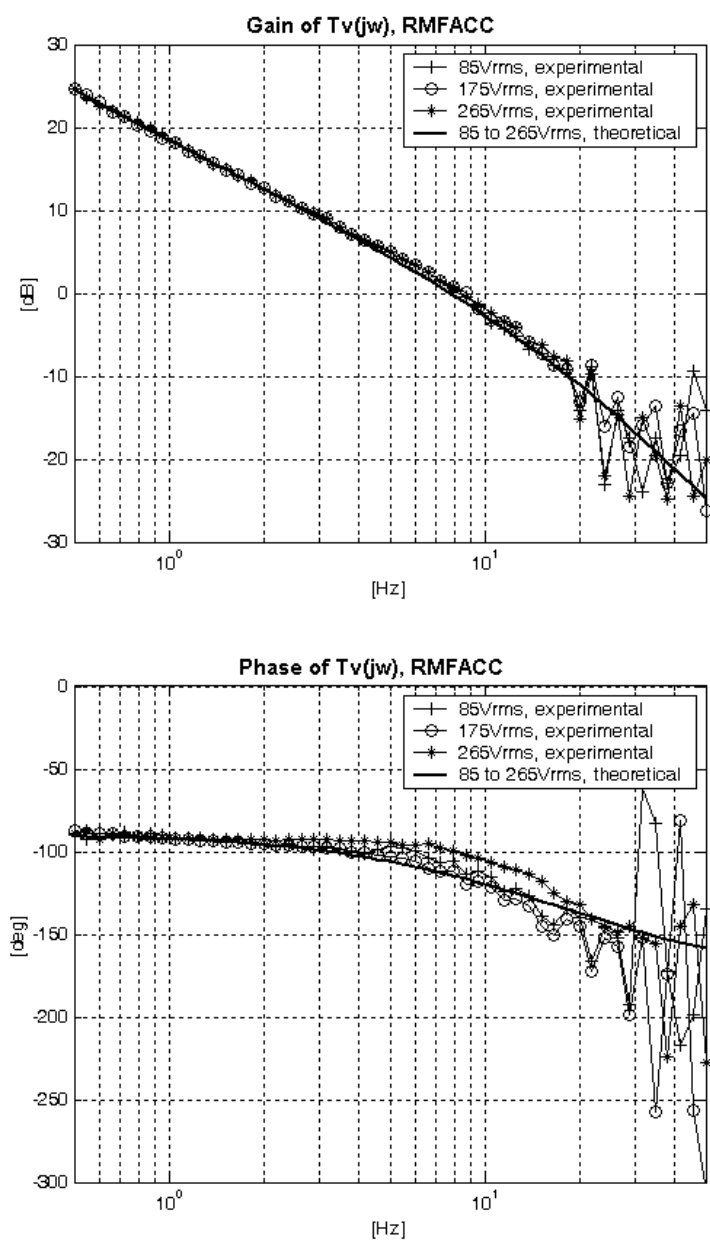


Fig.4.12: diagramas de Bode de la ganancia del lazo de tensión  $T_v(j\omega)$  con RMF

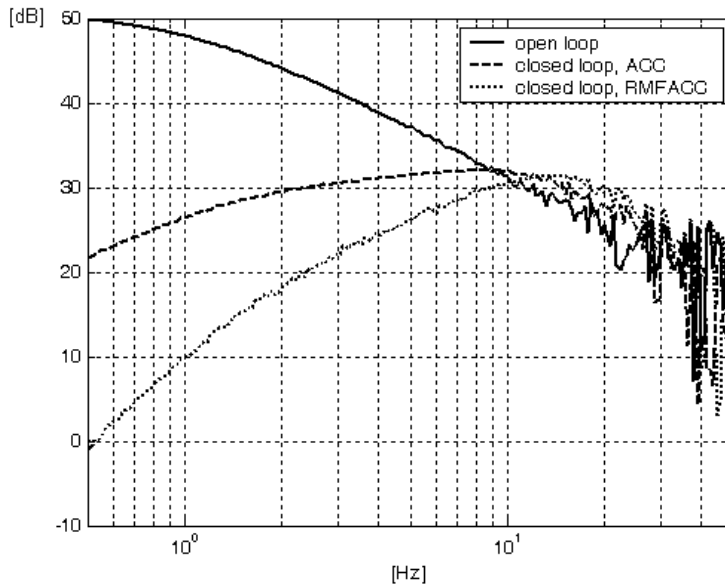


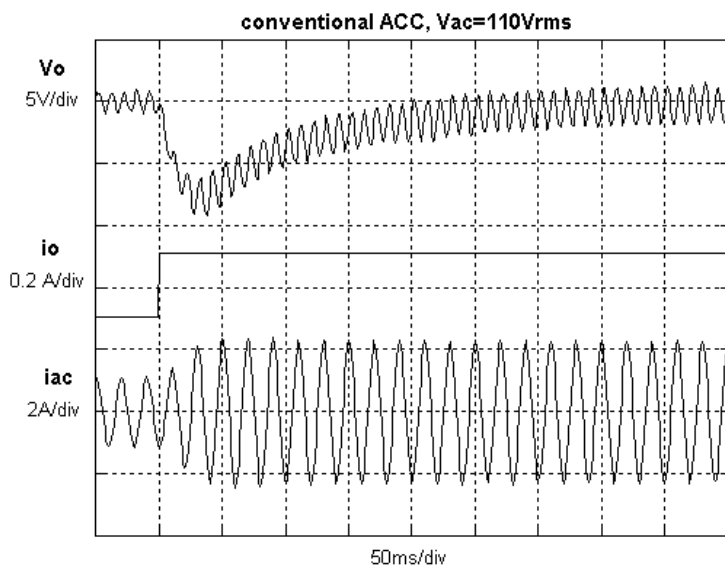
Fig.4.13: impedancia de salida en lazo abierto y en lazo cerrado con ACC y RMF

La figura 4.13 muestra la medida de la impedancia de salida del pre-regulador en lazo abierto y en lazo cerrado con ambos esquemas de control (ACC y RMF). Las medidas coinciden plenamente con los resultados analíticos mostrados en la figura 4.8.

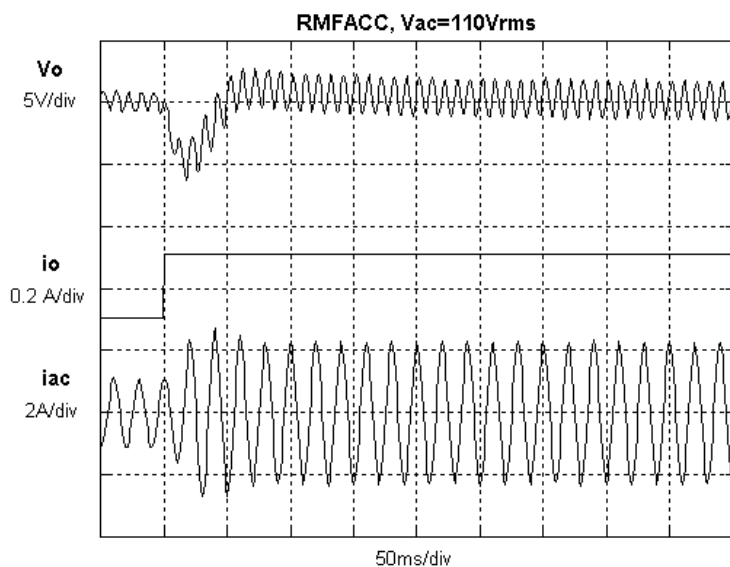
#### 4.6.2 Estudio en el dominio del tiempo (gran señal)

Las figuras 4.14 y 4.15 muestran la respuesta de la tensión de salida del pre-regulador ante escalones de carga de 80W a 160W con ACC y RMF, en ambos casos considerando dos valores de la tensión de entrada representativos (110V y 220V).

Como puede apreciarse, la respuesta es más rápida (el tiempo de respuesta se reduce un factor 5, aproximadamente) y con menor desviación respecto al valor nominal (un 40% aproximadamente) cuando se utiliza RMF en lugar de ACC.

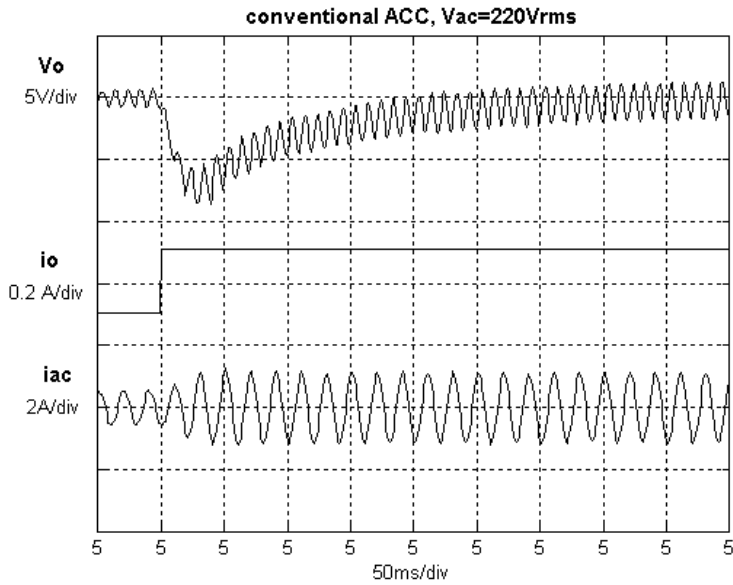


(a)

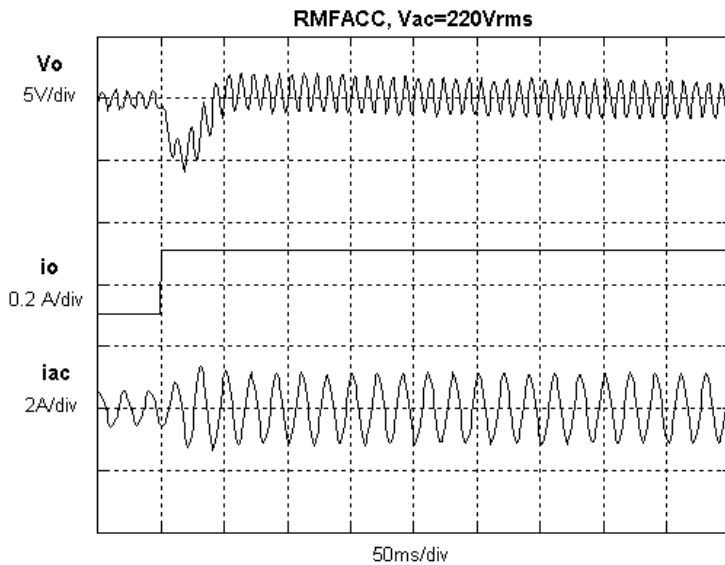


(b)

Fig.4.14: respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga de 80W a 160W @110V. (a) ACC; (b) RMF



(a)



(b)

Fig.4.15: respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga de 80W a 160W @220V. (a) ACC; (b) RMF

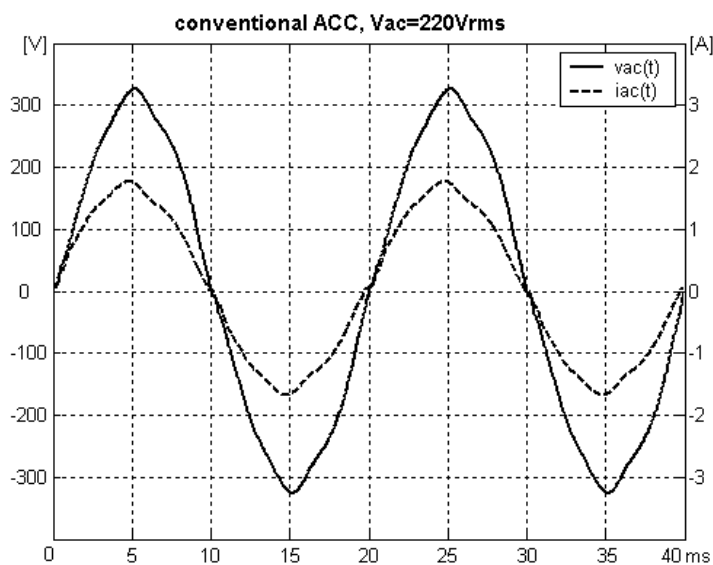
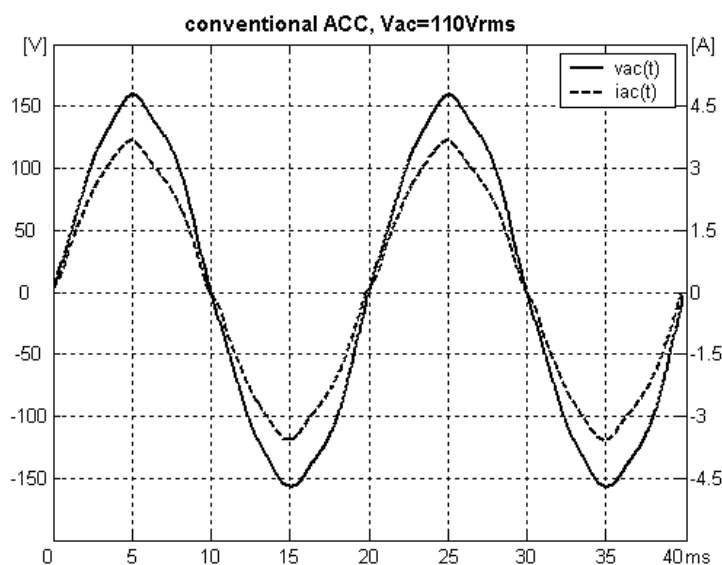
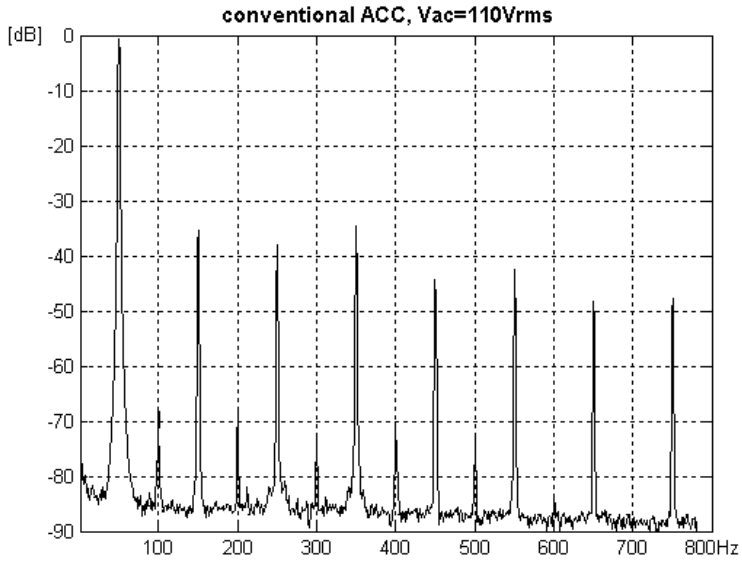
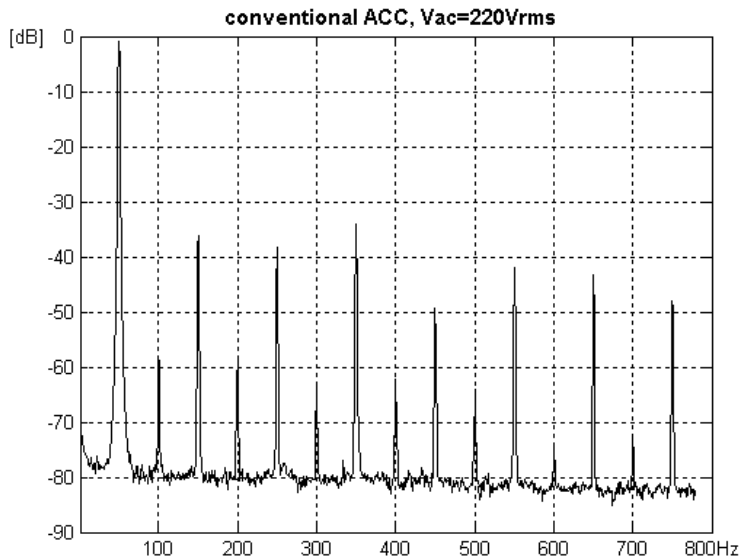


Fig.4.16: tensión de línea y corriente absorbida por el rectificador con ACC en régimen permanente. (a) @110V; (b) @220V



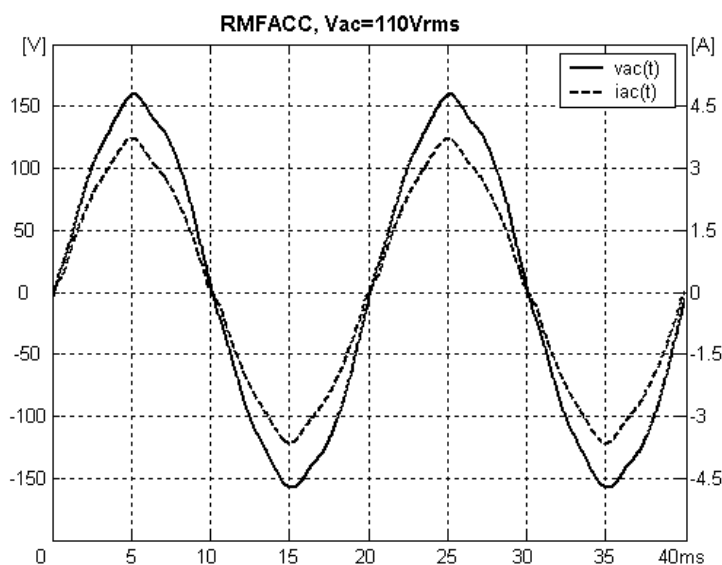


(a)

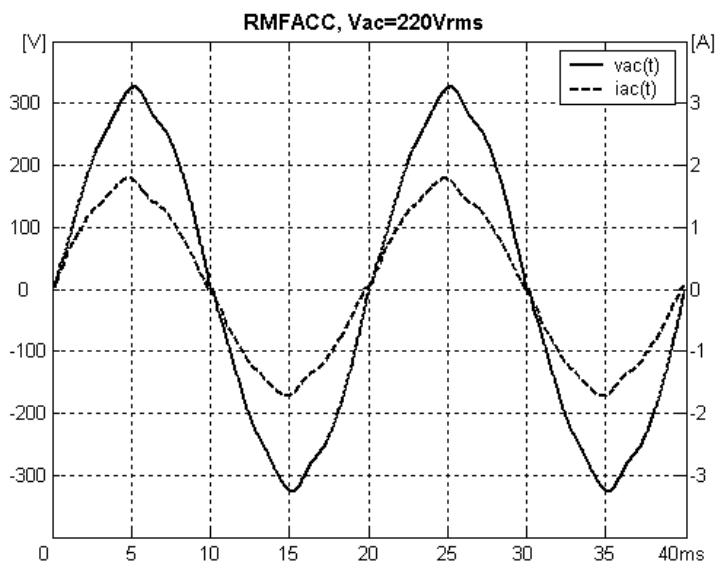


(b)

Fig.4.17: espectro armónico de la corriente absorbida por el rectificador con ACC en régimen permanente. (a) @110V; (b) @220V

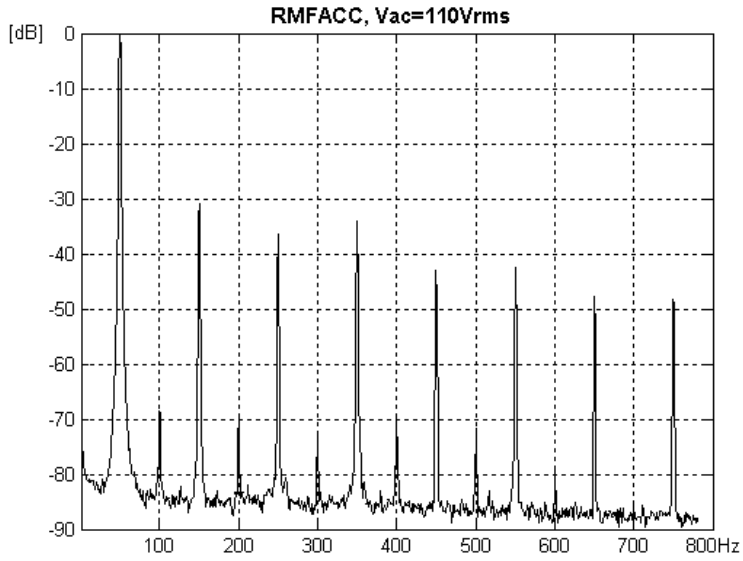


(b)

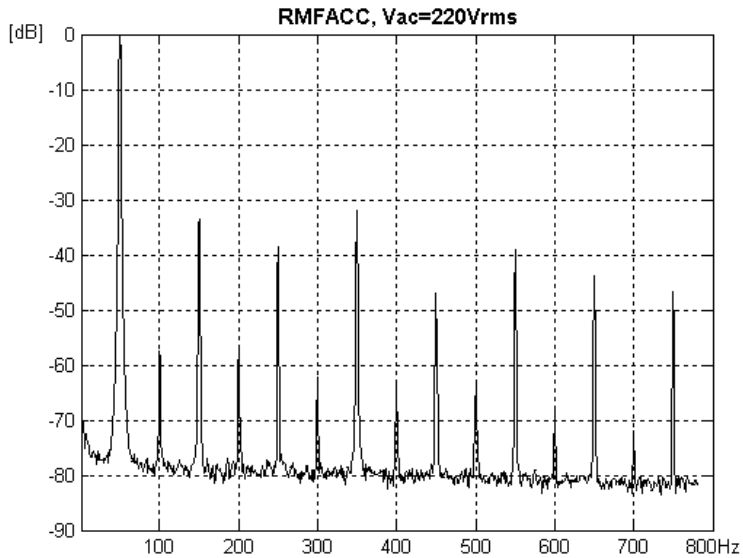


(a)

Fig.4.18: tensión de línea y corriente absorbida por el rectificador con RMF en régimen permanente. (a) @110V; (b) @220V



(a)



(b)

Fig.4.19: espectro armónico de la corriente absorbida por el rectificador con ACC en régimen permanente. (a) @110V; (b) @220V

Las figuras 4.16 a 4.19 muestran las medidas de tensión, corriente y el espectro armónico de esta última en régimen permanente. No se aprecian diferencias destacables utilizando ambos esquemas de control, por lo que puede afirmarse que su comportamiento es idéntico en lo que a distorsión armónica de la corriente de entrada se refiere. Este hecho demuestra que la mejora de la impedancia de salida del convertidor se consigue sin afectar a la principal funcionalidad de éste: conseguir que la distorsión de la corriente de entrada se sitúe en valores reducidos. Para contrastar esta afirmación en todo el rango de tensiones de entrada considerado, se ha medido la distorsión armónica de la tensión de línea,  $THD_v\%$ , corriente de entrada,  $THD_i\%$ , el factor de potencia de desplazamiento,  $DPF$ , y el factor de potencia global,  $PF$ . Los resultados de dichas mediciones se muestran en la tabla 4.2.

		LINE VOLTAGE-INPUT CURRENT			
		85V <sub>RMS</sub> - 3.2A <sub>RMS</sub>	110V <sub>RMS</sub> - 2.4A <sub>RMS</sub>	220V <sub>RMS</sub> - 1.22A <sub>RMS</sub>	265V <sub>RMS</sub> - 1A <sub>RMS</sub>
ACC	THD <sub>v</sub>	5,7%	3.1%	3.5%	3.2%
	THD <sub>i</sub>	11.5%	3.8%	6.1%	10.4%
	DPF	1	1	0.99	0.99
	PF	0.99	0.99	0.99	0.98
RMFACC	THD <sub>v</sub>	5.6%	3.1%	3.5%	3.3%
	THD <sub>i</sub>	11.4%	4.1%	5.8%	9.8%
	DPF	1	1	0.99	0.99
	PF	0.99	0.99	0.99	0.98

Tabla 4.2: medida de  $THD_v$ ,  $THD_i$ , factor de potencia de desplazamiento y factor de potencia total en todo el rango de tensiones de línea

Como puede observarse de nuevo, no se han medido diferencias importantes en estos valores cuando se utiliza uno u otro esquema de control (ACC y RMF). Conviene destacar que la distorsión de la tensión es relativamente alta (en algunos casos, próxima al 6%) lo que relativiza los valores de distorsión de corriente medidos, pues tanto ACC como RMF utilizan una señal proporcional a la tensión de entrada rectificada para generar la consigna del lazo de corriente. Si la tensión presenta una distorsión alta, necesariamente la corriente también. En cualquier caso, el objetivo de efectuar estas medidas no era el de obtener más o menos distorsión, sino mostrar que el control RMF propuesto no la incrementa, como claramente muestran los resultados obtenidos.

## 4.7 Discusión de resultados

En este capítulo se han expuesto los principios teóricos que sustentan el control *RMF* propuesto, los cuales se han aplicado al control de un rectificador con corrección del factor de potencia con rango universal de tensiones de entrada. La implementación de ambos esquemas de control se ha llevado a cabo mediante un circuito integrado de uso extendido en la industria, el UC3854 de Unitrode.

El estudio teórico ha puesto de manifiesto que la técnica propuesta permite el diseño del lazo de tensión sin necesidad de utilizar frecuencias de cruce elevadas, lo que resulta especialmente interesante en el caso de etapas rectificadoras con alto factor de potencia. En efecto, la necesidad de atenuar suficientemente el rizado al doble de la frecuencia de la tensión de línea (para mantener la distorsión de corriente dentro de límites aceptables), afecta fuertemente a la máxima frecuencia de cruce de dicho lazo cuando se emplea *ACC* convencional (típicamente a 10Hz-20Hz). Como resultado, la impedancia de salida en lazo cerrado es deficiente, pues el rechazo de perturbaciones depende fuertemente de la frecuencia de cruce con técnicas convencionales. Se ha demostrado que la técnica propuesta permite mejorar el rechazo de perturbaciones de carga sin necesidad de utilizar frecuencias de cruce elevadas en ninguno de sus lazos y, por lo tanto, sin afectar en modo alguno a la distorsión de la corriente de entrada, que en todos los casos se ha situado en el mismo valor o incluso por debajo del valor obtenido con *ACC* convencional.

De manera más concreta, tanto el estudio teórico como las pruebas experimentales a las que ha sido sometido el prototipo de laboratorio han mostrado lo siguiente:

- 1) Como se observa en los resultados obtenidos en pequeña señal, el control *RMF* propuesto ha permitido reducir la impedancia de salida en lazo cerrado, de rectificadores con alto factor de potencia, aproximadamente 20dB en un amplio rango de frecuencias (figuras 4.8 y 4.13). Esta mejora se produce sin necesidad de utilizar frecuencias de cruce elevadas en el lazo de tensión.

- 2) Los resultados obtenidos en pequeña señal permiten predecir que las variaciones de la corriente de carga afectarán en menor grado a la tensión de salida del rectificador cuando se utiliza *RMF* en lugar de *ACC* convencional. Para validar este hecho en gran señal, se ha sometido al sistema a variaciones importantes de carga tanto crecientes como decrecientes (figuras 4.9, 4.14 y 4.15). Los resultados muestran una reducción sustancial tanto en tiempo de recuperación de la tensión de salida como de la desviación máxima que se alcanza respecto al funcionamiento en un punto de operación estable. Con *RMF*, el tiempo de establecimiento se reduce aproximadamente a la quinta parte respecto a *ACC* convencional, en tanto que el pico de las sobretensiones y las subtensiones se reduce hasta en un 40%.
- 3) Dado que no se requieren frecuencias de cruce altas en el lazo de tensión, es fácil conseguir atenuación suficiente (aproximadamente -30dB,) al doble de la frecuencia de la tensión de línea. En consecuencia, no se incrementa la distorsión en la corriente de entrada más allá de la alcanzada por *ACC* convencional, tal como puede apreciarse en los ensayos realizados en régimen permanente para varios puntos de operación, dentro del rango universal de la tensión de entrada (figuras 4.16, 4.17, 4.18, 4.19 y tabla 4.2). En definitiva, la mejora de la impedancia de salida se produce sin incrementar en modo alguno la distorsión de la corriente de entrada.
- 4) El control *RMF* propuesto establece una metodología de diseño de controladores sistemática y de fácil implementación. Tan sólo se requieren algunos elementos adicionales (amplificadores operacionales, resistencias y condensadores) respecto al esquema convencional. En consecuencia, el coste del sistema no se ve incrementado, lo que sin duda es otra ventaja destacable de la técnica de control propuesta.

El estudio presentado también ha mostrado algunas limitaciones que conviene destacar. Así, la reducción de la impedancia de salida se produce sólo en baja frecuencia, más concretamente, para frecuencias menores que la de cruce del lazo de tensión de

RMF. Sin embargo, el pico de la impedancia de salida no se reduce, e incluso puede incrementarse ligeramente si no se lleva a cabo un diseño cuidadoso de *RMF* (figura 4.8). La consecuencia más inmediata es que los escalones de carga producen desviaciones de la tensión de salida respecto al valor de consigna que, si bien son menores que en *ACC* convencional, no llegan a eliminarse del todo.

Por último, cabe destacar que el análisis del método *RMF* mediante el concepto de regulador equivalente, permite deducir que la mejora en el rechazo de perturbaciones se debe a que el lazo de tensión equivalente presenta mayor ganancia en lazo abierto que el correspondiente a *ACC* convencional. Así, podría pensarse que la aplicación de otras técnicas de control, como *H8*, o simplemente el diseño de un regulador de tensión de orden elevado para *ACC* convencional, conduciría a resultados semejantes. Si bien esto es cierto, esta aproximación al problema requeriría implementar controladores de orden elevado, cuya implementación es más compleja y con mayor facilidad de entrar en saturación (debido a la elevada ganancia que se requeriría en baja frecuencia) que los reguladores de orden reducido de los que parte *RMF*. Se desprende, pues, que *RMF* permite no sólo alcanzar mejores prestaciones que *ACC* convencional, también implementar reguladores que en el esquema convencional serían de diseño complejo y con elevadas ganancias que aumentarían el riesgo de entrar en saturación ante cambios bruscos de carga.





# **CAPÍTULO 5**

*INYECCIÓN DE LA CORRIENTE DE CARGA*

---



## 5.1 Introducción

En este capítulo se propone utilizar la información procedente del sensado de la corriente de carga para reducir la impedancia de salida de rectificadores *Boost* con corrección del factor de potencia [52][53]. Tradicionalmente, esta técnica ha recibido el nombre de prealimentación ("*feed-forward*") de corriente y se ha utilizado en otras aplicaciones [54]-[59], tales como VRM ("*Voltage Regulator Modules*") y Sistemas de Alimentación Ininterrumpida, para reducir los efectos de las variaciones bruscas de la potencia consumida sobre la tensión de salida del convertidor.

En este capítulo se demostrará que, además del efecto puro de prealimentación, también aparece una realimentación de una variable de estado del convertidor que modifica el modelo de pequeña señal del mismo y que, en consecuencia, conviene tener en cuenta a la hora de analizar las características de los lazos de control. Para ello, se analizará cómo se modifican las principales funciones de transferencia del convertidor y se establecerán las condiciones de estabilidad, verificando que el sistema puede beneficiarse de las ventajas aportadas por la prealimentación de corriente en gran señal sin merma de la estabilidad en pequeña señal.

## 5.2 Descripción del método

La figura 5.1 muestra los esquemas de control y de potencia de un rectificador *Boost* con corrección activa del factor de potencia y prealimentación de la tensión de alimentación. La descripción detallada del funcionamiento y el estudio de las principales funciones de transferencia se realizó en el capítulo 3.

En este caso se va a prestar especial atención a la expresión analítica en gran señal de las señales de control.

### 5.2.1 Estudio en gran señal

Partiendo del esquema mostrado en la figura 5.1, es fácil comprobar que la consigna recibida por el lazo interno de

corriente,  $v_m$ , responde a la expresión mostrada en (5.1a). Nótese que la entrada de prealimentación del bloque multiplicador-divisor está filtrada para obtener el valor medio de la tensión rectificada  $v_g$ , por lo que la señal que recibe el divisor puede fácilmente expresarse en función del valor eficaz de dicha tensión, asumiendo que la tensión de alimentación es perfectamente senoidal (5.1b).

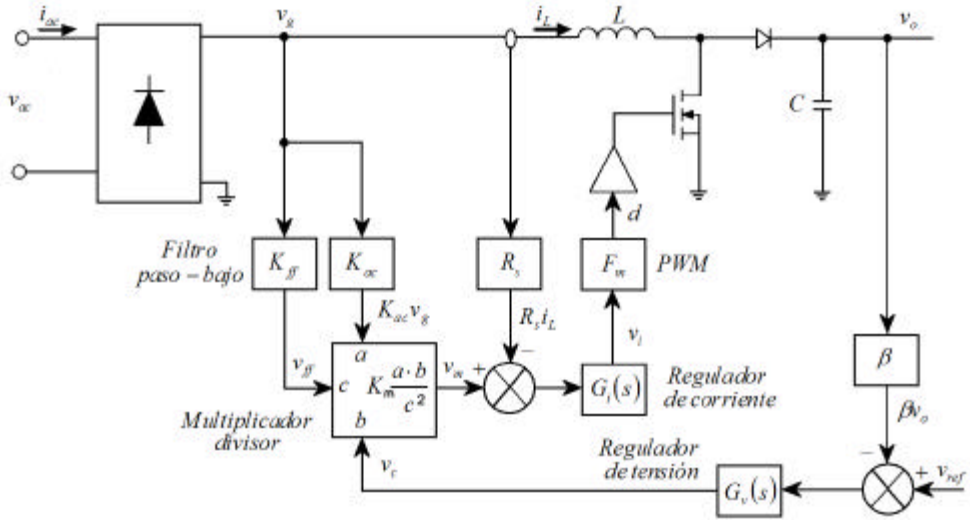


Figura 5.1: esquema de un rectificador Boost con corrección activa del factor de potencia y prealimentación de la tensión de entrada

$$v_m = K_m \frac{a \cdot b}{c^2} = K_m \frac{K_{ac} v_g \cdot v_c}{v_{ff}^2} \quad (5.1a)$$

$$v_{ff} = K_{ff} V_{g-rms} \rightarrow v_m = K_m \frac{K_{ac} v_g \cdot v_c}{K_{ff}^2 V_{g-rms}^2} \quad (5.1b)$$

Evaluando esta expresión en un punto de operación y despreciando el rizado residual en  $v_c$ , se puede aproximar dicha señal a su término de continua, esto es,  $v_c @ V_c$ . En consecuencia, el valor eficaz de  $v_m$  puede calcularse según (5.2).

$$V_{m-rms} = \frac{K_m K_{ac}}{K_{ff}^2 V_{g-rms}} \cdot V_c \quad (5.2)$$

Por otra parte, teniendo en cuenta que el lazo de corriente es mucho más rápido que el lazo de tensión, se puede considerar que el seguimiento de la consigna de corriente es perfecto en baja frecuencia, de dónde se deduce (5.3).

$$R_s I_{L-rms} = V_{m-rms} \quad (5.3)$$

A su vez, el valor eficaz de corriente en el inductor del convertidor Boost puede expresarse según (5.4), despreciando las pérdidas energéticas en el convertidor. Como se demostrará más adelante, esta aproximación constituye la principal fuente de error del método propuesto, especialmente en el rango bajo de tensiones de alimentación (en el cual el rendimiento empeora y, por lo tanto, la aproximación es menos válida).

$$I_{L-rms} = \frac{V_o I_o}{V_{g-rms}} \quad (5.4)$$

Operando con las expresiones (5.2) a (5.4), se obtiene la ecuación (5.5), que expresa el valor medio de la señal de control  $v_c$  en un punto de operación definido por la corriente de carga  $I_o$ .

$$V_c(I_o) = \frac{K_{ff}^2 R_s V_o}{K_m K_{ac}} \cdot I_o \quad (5.5)$$

La expresión (5.5) tiene especial interés, pues permite calcular el punto de operación de la tensión de control para cualquier valor de la corriente de carga. En consecuencia, dicha expresión constituye la base del método propuesto.

La figura 5.2 ilustra el esquema del método de control propuesto *LPACC* (*Load Current Injection Average Current Control*), basado en la inyección de la información procedente de la corriente de carga en las señales de control del rectificador. Sin pérdida de generalidad, por simplicidad de implementación se ha supuesto que la corriente de carga es sensada mediante un *shunt* resistivo  $R'_s$ , pero tanto el método como el análisis posterior son válidos con cualquier otro método de sensado que se emplee.

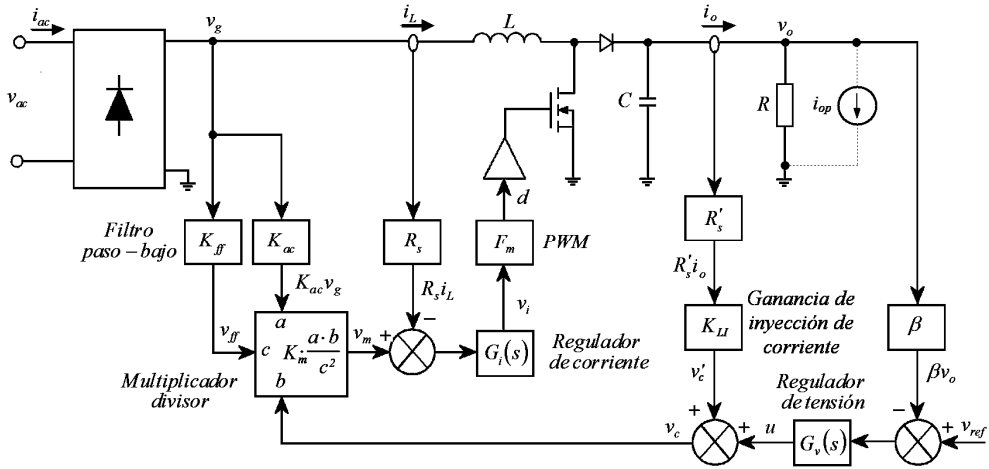


Figura 5.2: esquema del método LPACC propuesto

La corriente sensada,  $R'_s i_o$ , se escala adecuadamente mediante la ganancia de inyección de corriente,  $K_{LI}$ , y se suma a la señal procedente del regulador de tensión,  $u$ , de manera que la señal de control resultante es:

$$v_c = u + v'_c = u + K_{LI} R'_s i_o \quad (5.6)$$

$$K_{LI0} = \frac{K_{ff}^2 R_s V_o}{K_m K_{ac} R'_s} \neq K_{LI}(R) \quad (5.7)$$

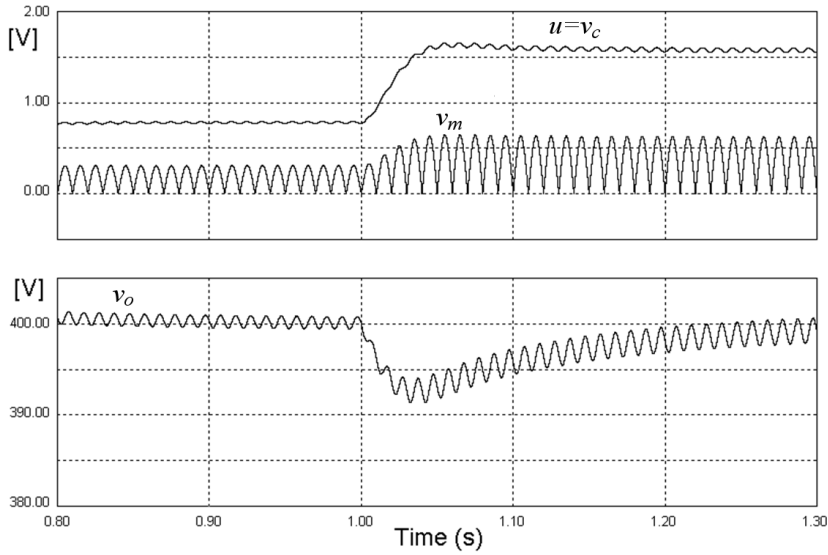
Teniendo en cuenta (5.5), si la ganancia de inyección de corriente  $K_{LI}$  se elige siguiendo la ecuación (5.7), se puede comprobar fácilmente que la evolución de la señal de consigna  $v_c$  ante variaciones de carga ya no depende de la respuesta dinámica del regulador de tensión (como ocurre en el caso de ACC convencional), pues la inyección de la corriente sensada permite modificar de forma rápida el valor medio de dicha señal ante cambios en el punto de operación del convertidor, definidos por dos corrientes de carga distintas. Para ilustrar este concepto, en la figura 5.3 se ha representado la evolución de la tensión de salida y de las señales de control del rectificador ante un escalón de carga del 100% (80W a 160W en el convertidor prototipo descrito en el capítulo 3), tanto en el caso de ACC convencional (a) como

utilizando el método propuesto *L12ACC* (b). En el primer caso se observa que la señal de consigna coincide con la acción del control del regulador de tensión, por lo que su evolución responde a la dinámica lenta del mismo. En consecuencia, se produce una caída momentánea de la tensión de salida del convertidor hasta que la señal de consigna alcanza el valor correspondiente al nuevo punto de operación.

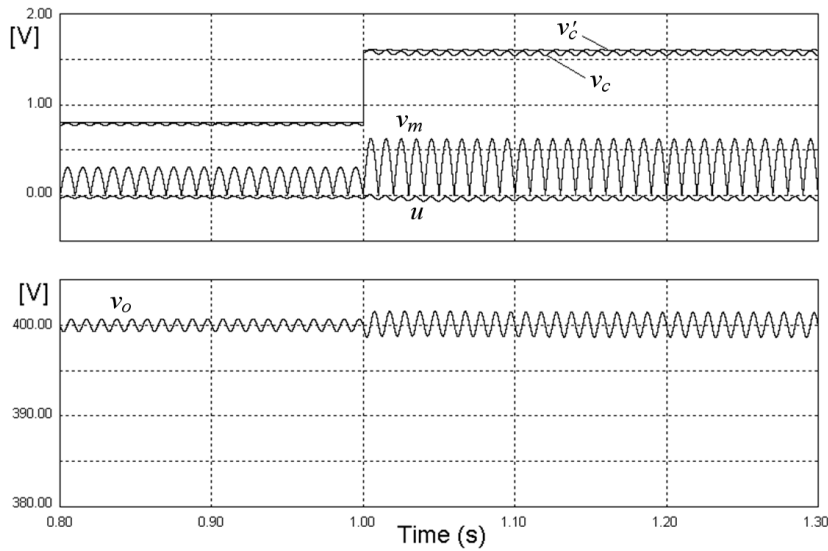
Con el método propuesto, sin embargo, el punto de operación se alcanza prácticamente de forma instantánea debido a la acción del término  $v'_c$ , por lo que los efectos de la perturbación de carga sobre la tensión de salida del convertidor son prácticamente nulos. Nótese que la acción de control del regulador de tensión funciona ahora en torno a cero, siendo su función simplemente la de mantener la tensión de salida en torno al valor de consigna elegido (en el ejemplo, 400V), corrigiendo con la dinámica lenta característica de este regulador, los errores que se puedan producir en la estimación de la corriente de carga.

Cabe destacar que la ganancia de inyección de corriente no depende de la carga ( $R$ ). Además,  $V_o$  se ha considerado constante a un valor establecido por el lazo de regulación, por lo que se ha tomado en cuenta como una simple ganancia en (5.5). En algunas aplicaciones esta aproximación no es válida, como es el caso de los denominados "seguidores de tensión" (*"voltage follower PFC rectifiers"*) [83]. En este tipo de convertidores, el lazo de regulación de la tensión de salida modifica el valor de consigna de acuerdo con la tensión de alimentación disponible, de manera que la tensión de salida esté siempre ligeramente por encima de la de entrada. Con ello se consigue mejorar el rendimiento en el rango bajo de tensiones de alimentación, al reducir de manera importante las pérdidas de conmutación tanto en el transistor como en el diodo del convertidor boost. Como contrapartida, se incrementa la complejidad en el diseño de la siguiente etapa de conversión conectada en cascada, pues ésta recibe una tensión variable en un amplio rango de valores en lugar de estar regulada a un valor constante (por ejemplo, 400V). Si se utilizase esta técnica, el método propuesto seguiría siendo aplicable, pero habría que añadir un multiplicador en el esquema de control, pues la expresión (5.5) dependería de dos variables: tensión y corriente de salida. El

estudio detallado de esta solución se propone como línea futura de investigación.



(a)



(b)

Figura 5.3: respuesta de las señales de control y de la tensión de salida con ACC (a) y  $L^2$ ACC (b) ante un escalón de carga de 80W a 160W



### 5.2.2 Estudio en pequeña señal

La figura 5.4 recuerda el diagrama de bloques del lazo ACC convencional aplicado a rectificadores boost con alto factor de potencia (capítulo 3). La función de transferencia de la etapa de potencia equivalente,  $VOC(s)$ , viene descrita por (5.8).

$$VOC(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} \Big|_{\hat{i}_{op} = 0} \approx \frac{K_{oc}}{1 + \frac{s}{w_{poc}}} \quad (5.8a)$$

$$K_{oc} = \frac{K_m K_{ac}}{K_{ff}^2} \cdot \frac{1}{2V_o} \cdot \frac{R}{R_s} \quad (5.8b)$$

$$w_{poc} = \frac{2}{RC} \quad (5.8c)$$

Partiendo de la expresión (5.6) y teniendo en consideración (5.9), se obtiene el diagrama de bloques del método propuesto que muestra la figura 5.5.

$$i_o = i_o(v_o) + i_{op} = \frac{v_o}{R} + i_{op} \quad (5.9)$$

En dicha figura se aprecia claramente que la inyección de la corriente de carga produce un efecto de realimentación positiva de una variable de estado, debido al primer término de (5.9). A pesar del signo positivo de la realimentación, se va a demostrar que si se elige la ganancia de inyección de corriente siguiendo la ecuación (5.7), la respuesta dinámica del convertidor es perfectamente estable.

El segundo término de (5.9) está asociado a la prealimentación propiamente dicha. Nótese que, por simplicidad, se ha despreciado los elementos parásitos de los condensadores y por ello la tensión de salida se ha considerado una variable de estado. Podría considerarse la influencia de dichos parásitos, pero el estudio se va a centrar en el rango de bajas y medias frecuencias, donde la influencia de los parásitos es totalmente despreciable. En

consecuencia, se ha optado por no tenerlos en cuenta para el estudio.

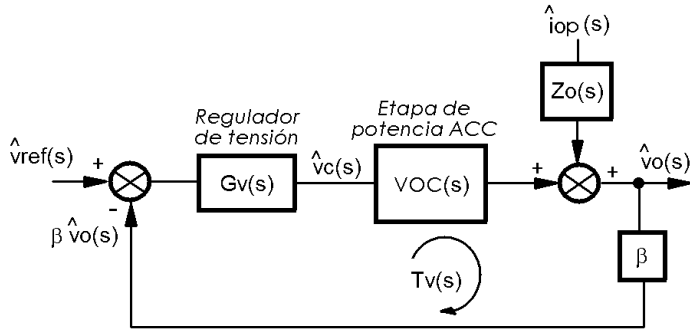


Figura 5.4: diagrama de bloques del control ACC aplicado a rectificadores boost con alto factor de potencia

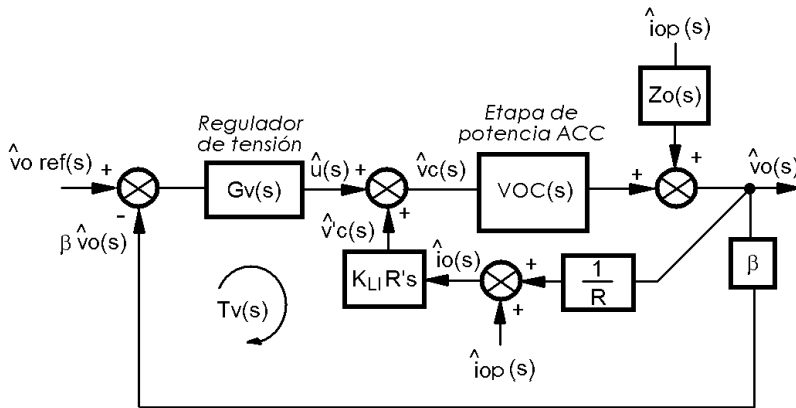


Figura 5.5: diagrama de bloques de  $L^2$ ACC

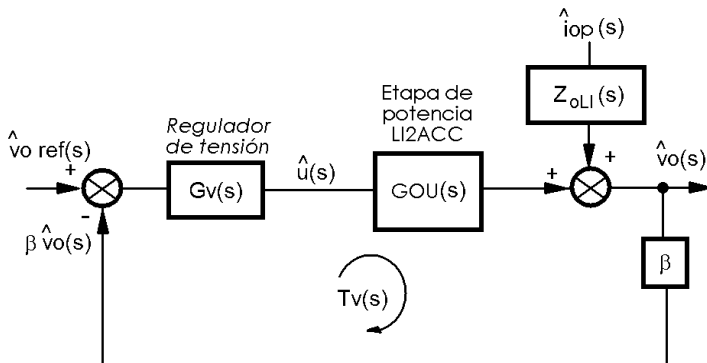


Figura 5.6: diagrama de bloques equivalente de  $L^2$ ACC

Aplicando álgebra de bloques se obtiene el esquema equivalente que muestra la figura 5.6. La función de transferencia de la etapa de potencia modificada por *LI2ACC*,  $GOU(s)$ , viene descrita por (5.10).

$$GOU(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{u}(s)} \right|_{\hat{i}_{op} = 0} = \frac{VOC(s)}{1 - \frac{K_{LI} R'_s}{R} VOC(s)} = \frac{K_{ou}}{1 + \frac{s}{w_{pou}}} \quad (5.10a)$$

$$K_{ou} = \frac{K_{oc}}{1 - \frac{K_{LI} R'_s}{R} K_{oc}} \quad (5.10b)$$

$$w_{pou} = w_{poc} \left( 1 - \frac{K_{LI} R'_s}{R} K_{oc} \right) \quad (5.10c)$$

Por su parte, la función de transferencia de la impedancia de salida en lazo abierto modificada por *LI2ACC*,  $Z_{oLI}(s)$ , responde a (5.11).

$$Z_{oLI}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{op}(s)} \right|_{\hat{u}=0} = \frac{K_{LI} R'_s \cdot VOC(s) + Z_o(s)}{1 - \frac{K_{LI} R'_s}{R} VOC(s)} \quad (5.11)$$

A pesar del signo positivo de la realimentación que introduce *LI2ACC*, la función de transferencia resultante es estable si el polo  $w_{pou}$  está situado en el semiplano izquierdo del lugar de las raíces, esto es, si su signo es positivo. En consecuencia, se deduce que la condición de estabilidad en pequeña señal de *LI2ACC* viene descrita por (5.12), donde puede apreciarse que el valor que se reveló como idóneo para la ganancia de inyección de corriente,  $K_{LI0}$ , cumple sobradamente la condición de estabilidad.

$$1 > \frac{K_{LI} R'_s}{R} K_{oc} = \frac{K_{LI}}{2K_{LI0}} \Leftrightarrow K_{LI} < 2K_{LI0} \quad (5.12)$$

La figura 5.7 muestra cómo se modifica la función de transferencia de la etapa de potencia equivalente con *ACC*,

$VOC(s)$ , al utilizar la inyección de corriente de carga,  $GOU(s)$ . Ambas funciones de transferencia divergen en muy baja frecuencia, pero en el rango de frecuencias de interés para el diseño del lazo de control de la tensión de salida (esto es, en torno a la frecuencia de cruce objetivo), las dos funciones de transferencia se superponen. La consecuencia interesante de esto es que no resulta necesario modificar el regulador de tensión, pues el mismo que se ha diseñado para estabilizar el lazo ACC es igualmente adecuado para el lazo  $L^2ACC$ .

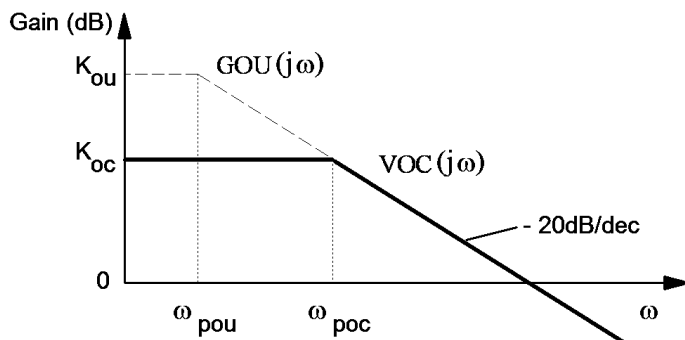


Figura 5.7. representación asintótica de los diagramas de Bode de las funciones de transferencia  $VOC(j\omega)$  y  $GOU(j\omega)$

## 5.3 Resultados experimentales

La figura 5.8 muestra el esquema de una posible implementación electrónica de  $L^2ACC$  basada en el CI 3854 de Unitrode [82]. Nótese la extraordinaria sencillez de implementación, pues para ello tan sólo se requiere un "shunt" resistivo y unos pocos amplificadores operacionales adicionales.

Con el objetivo de validar experimentalmente el estudio analítico presentado, se han realizado ensayos sobre el prototipo descrito en el capítulo 3, que permiten comparar las prestaciones alcanzadas por el método  $L^2ACC$  propuesto con las que caracterizan al esquema ACC convencional. Para que la comparación entre ambos métodos sea válida, en el control  $L^2ACC$  se han tomado los mismos reguladores de tensión y corriente que se emplearon en el control ACC mostrado en el capítulo 3, de forma que las frecuencias de cruce de ambos lazos

será la misma en ambos métodos de control, tal y como se recoge en la tabla 5.1. El estudio comienza analizando la respuesta de ambos métodos en el dominio de la frecuencia, pasando después al dominio del tiempo para validar en gran señal las propiedades observadas en pequeña señal.

$G_i(s)$	$\frac{100000}{s} \cdot \frac{1 + s/15000}{1 + s/300000}$	$f_{c-i} \approx 18kHz$
$G_v(s)$	$\frac{60}{s} \cdot \frac{1 + s/8}{1 + s/120}$	$f_{c-v} \approx 10Hz$
$K_{LI} = K_{LI0}$	20	

Tabla 5.1: expresiones de los reguladores del control LI2ACC

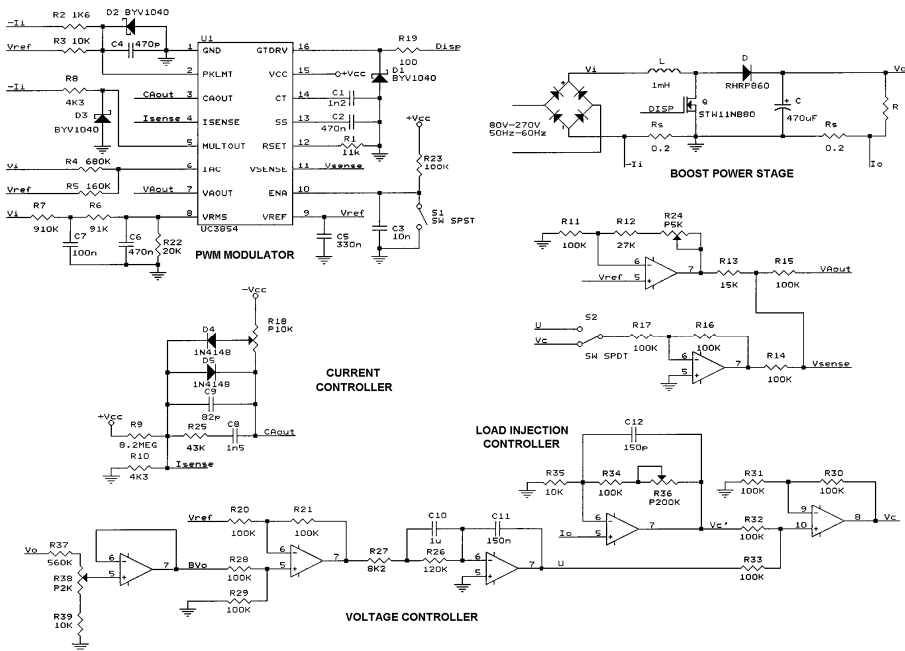


Figura 5.8: esquema de la implementación electrónica de LI2ACC basada en el CI 3854 de Unitrode

### 5.3.1 Estudio en el dominio de la frecuencia (pequeña señal)

Se han realizado medidas de la respuesta en frecuencia de los lazos de regulación del rectificador con corrección del factor de potencia. Las medidas han sido obtenidas mediante un analizador de señales en tiempo real YOKOGAWA SA2400 y procesadas posteriormente con *MATLAB*.

La figura 5.9 muestra los diagramas de Bode, obtenidos analítica y experimentalmente, de las etapas de potencia equivalentes  $VOC(j\omega)$  con *ACC* convencional y  $GOU(j\omega)$  con *LI2ACC*. En ambos casos la tensión de línea considerada es 220V y la carga corresponde a la potencia nominal (250W). Como puede observarse, las medidas efectuadas coinciden plenamente con los resultados obtenidos a partir de las expresiones analíticas, lo que demuestra claramente que *LI2ACC* introduce el efecto de realimentación que se desprende del estudio teórico presentado.

La figura 5.10 muestra las medidas experimentales de la ganancia del lazo de tensión con control *ACC* y con *LI2ACC*, medidas con carga nominal (250W) y tensión de red 220V. Se observa como ambas funciones solo divergen en muy baja frecuencia, superponiéndose para frecuencias superiores. Así, la frecuencia de cruce de ambas es la misma, así como la atenuación al doble de la frecuencia de red. Por lo tanto, es previsible que ambos controles presenten el mismo comportamiento en cuanto a corrección del factor de potencia.

La figura 5.11 muestra la medida experimental de la impedancia de salida con *ACC* convencional y con *LI2ACC*, en ambos casos para dos tensiones de línea diferentes (110V y 220V) y una potencia de salida de 250W. Nótese que la mejora obtenida cuando la tensión de línea es 220V se sitúa en torno a 20dB en todo el rango de frecuencias. Ésta es una diferencia importante en relación con el control *RMF* que se presentó en el capítulo 4, pues aquel sólo mejoraba la impedancia de salida para frecuencias inferiores a la frecuencia de cruce del lazo de tensión, e incluso tenía un pico de impedancia ligeramente superior en torno a dicha frecuencia.

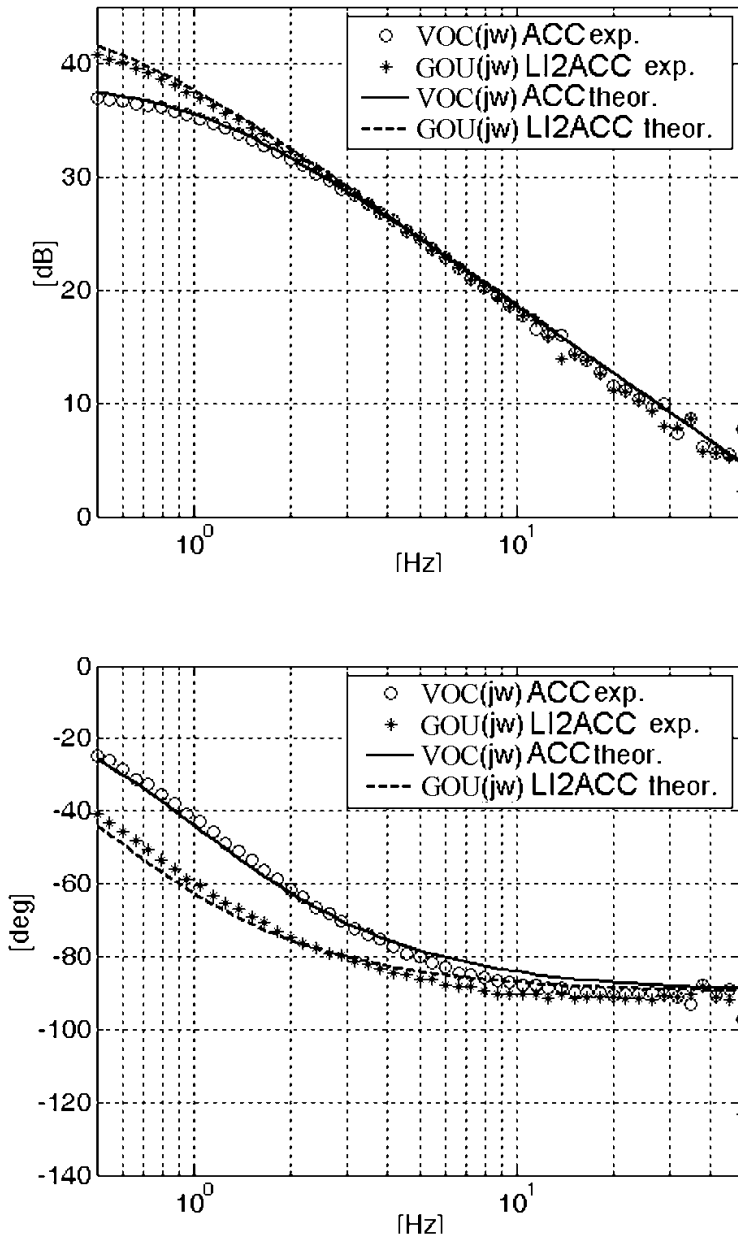


Figura 5.9: diagrama de Bode de las funciones de transferencia  $VOC(j\omega)$  y  $GOU(j\omega)$

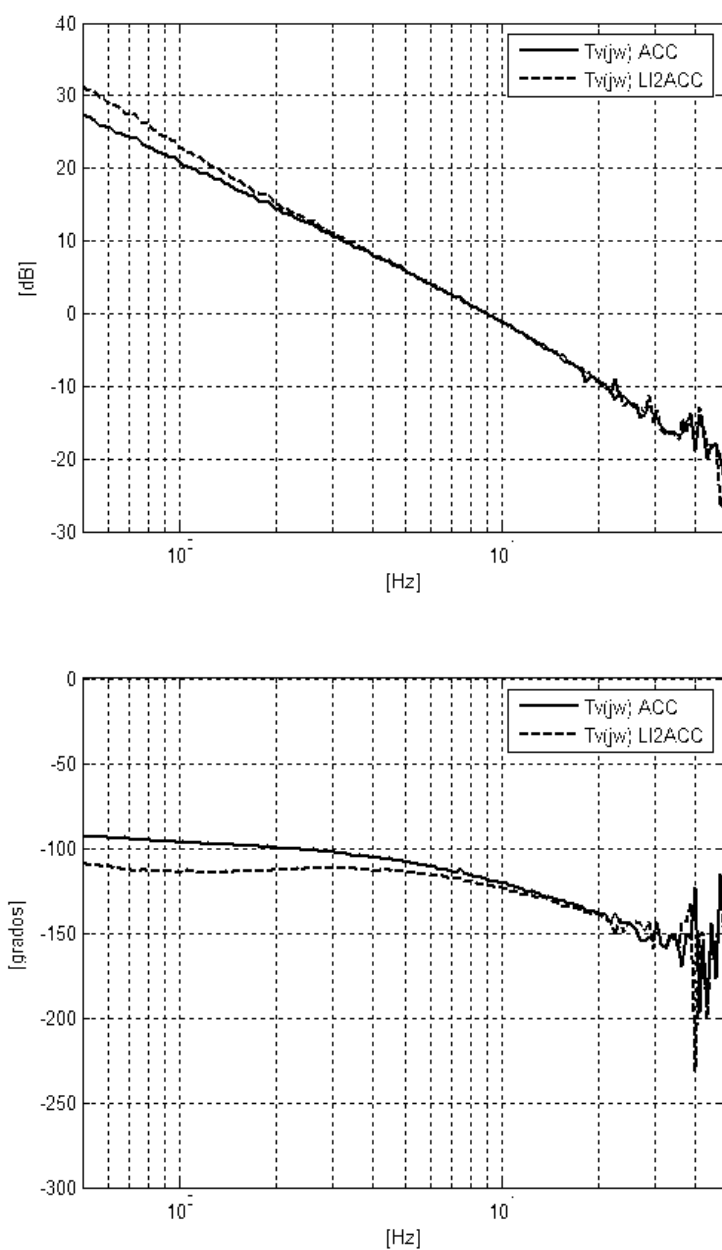


Figura 5.10: diagrama de Bode de la ganancia del lazo de tensión con control ACC y LI2ACC



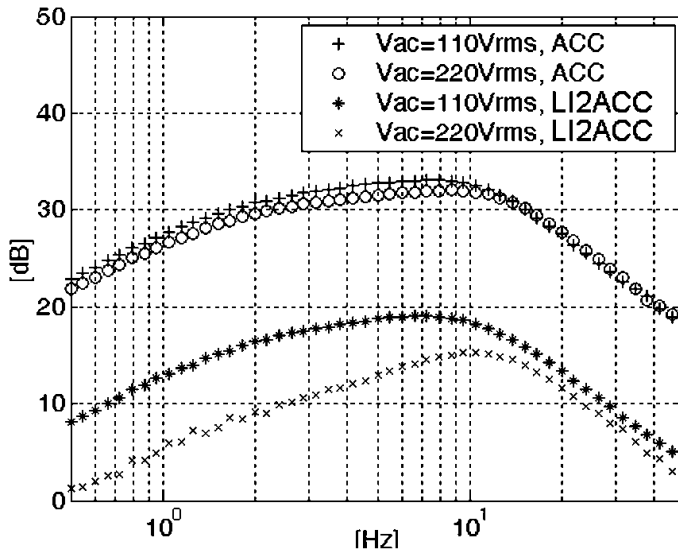


Figura 5.11: medida experimental de la impedancia de salida con ACC convencional y LI2ACC

También destaca que la impedancia de salida empeora para tensiones de alimentación bajas (en este caso, 110V). La razón de este fenómeno reside en el peor cumplimiento de la condición (5.4), lo que a su vez aumenta el error cometido al calcular la ganancia de inyección de corriente  $K_{LI}$  adecuada siguiendo (5.7). En efecto, para tensiones elevadas el rendimiento del convertidor es muy alto (en torno al 95%), con lo que el error cometido al utilizar (5.4) es relativamente pequeño. Para tensiones bajas, la corriente de entrada es mucho mayor, lo que a su vez incrementa tanto las pérdidas de conmutación como las de conducción en los interruptores, lo que resulta en rendimientos más bajos (en torno al 90%). A consecuencia de ello, el error cometido al utilizar la condición (5.4) aumenta y la ganancia de inyección de corriente elegida no es la óptima para reducir la impedancia de salida. Con todo, nótese que su valor sigue siendo mucho menor a la medida con ACC convencional en todo el rango de frecuencias. Por último, nótese que (5.4) podría corregirse teniendo en cuenta el rendimiento del convertidor, lo que permitiría ajustar de manera más fina el valor de  $K_{LI}$  implementado, pero esto no eliminaría el error cometido en todo el rango de tensiones de alimentación, ya que, como se ha venido comentando, el rendimiento depende de la tensión a la que opera el convertidor.

Los resultados medidos en pequeña señal permiten prever que la respuesta temporal de la tensión de salida ante escalones de carga será mucho más rápida y con menor sobreimpulso (sobretensión o subtensión según sea el signo del escalón) con *LI2ACC* en comparación con *ACC* convencional. A su vez, se espera mejor respuesta con tensiones de alimentación altas.

### 5.3.2 Estudio en el dominio del tiempo (gran señal)

Las figura 5.12 muestra la respuesta de la tensión de salida del rectificador ante un escalón de carga de 80W a 160W, con una tensión de alimentación de 220V, tanto con *ACC* convencional (arriba) como con *LI2ACC* (abajo). La figura 5.13 muestra la respuesta de la tensión de salida del rectificador ante escalones de carga tanto positivos como negativos del 50% al 100% (125W a 250W y viceversa). En ambas figuras se ha representado el escalón (parte superior), la tensión de salida (parte central) y la corriente de entrada del rectificador activo.

Puede apreciarse que, tal como se esperaba, la tensión de salida permanece prácticamente constante cuando el rectificador es controlado mediante *LI2ACC*, eliminando casi por completo los efectos de la perturbación.

La figura 5.14 muestra la respuesta de la tensión de salida del rectificador ante un escalón de carga de 80W a 160W, con una tensión de alimentación de 110V, tanto con *ACC* convencional (arriba) como con *LI2ACC* (abajo). En este caso, con *LI2ACC* sí que se aprecia un transitorio provocado por la variación brusca de la potencia consumida, aunque éste es de magnitud apreciablemente inferior al provocado por los escalones con *ACC* convencional. Como se explicó en el apartado 5.3.1, este hecho se debe al peor cumplimiento de la condición (5.4) con tensiones bajas de entrada, lo que a su vez aumenta el error cometido al calcular la ganancia de inyección de corriente  $K_{LI}$  adecuada siguiendo (5.7).

En la tabla 5.2 se han recopilado los valores del tiempo de establecimiento y sobreimpulso obtenidos con *ACC* convencional y con *LI2ACC*, en ambos casos para 110V y 220V.

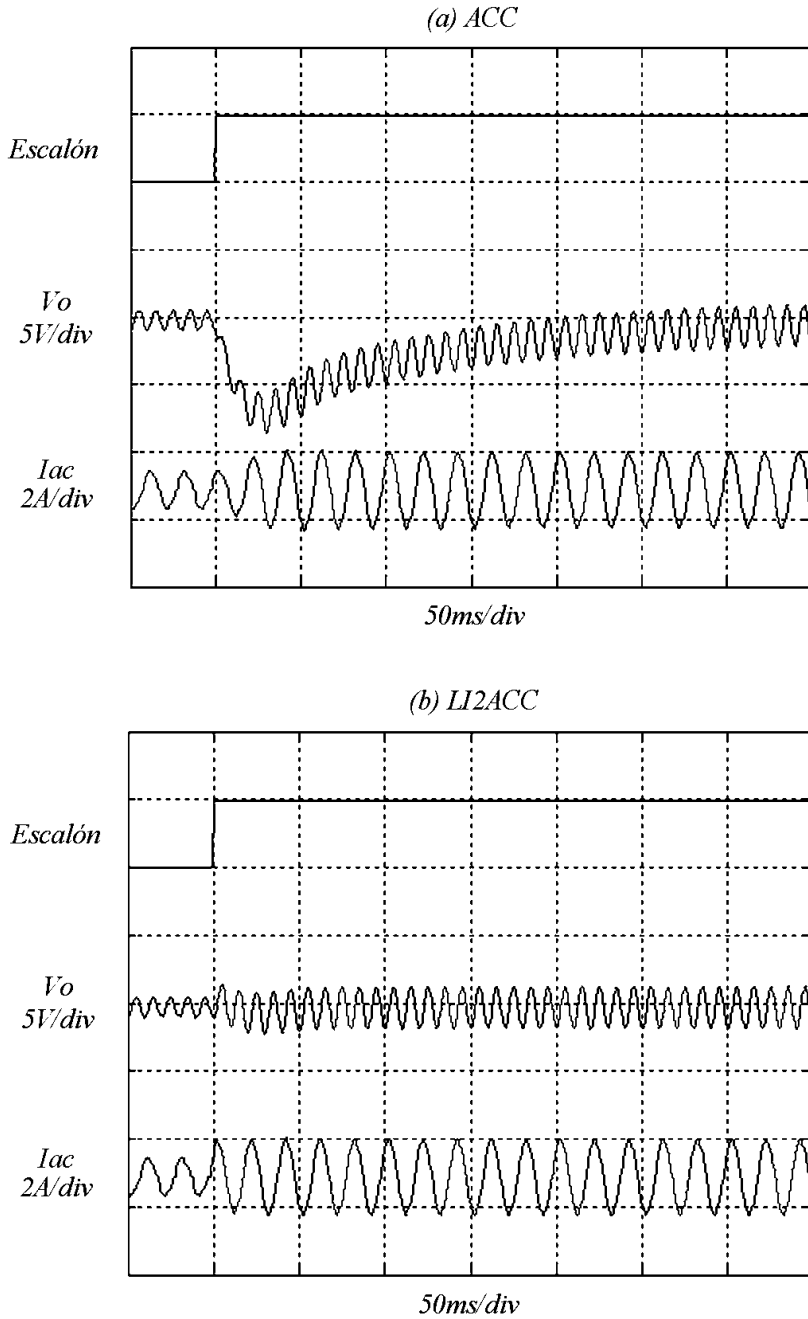


Figura 5.12: respuesta de la tensión de salida del convertidor ante un escalón de carga de 80W a 160W, tensión de línea 220V  
(a) ACC convencional (b) LI2ACC

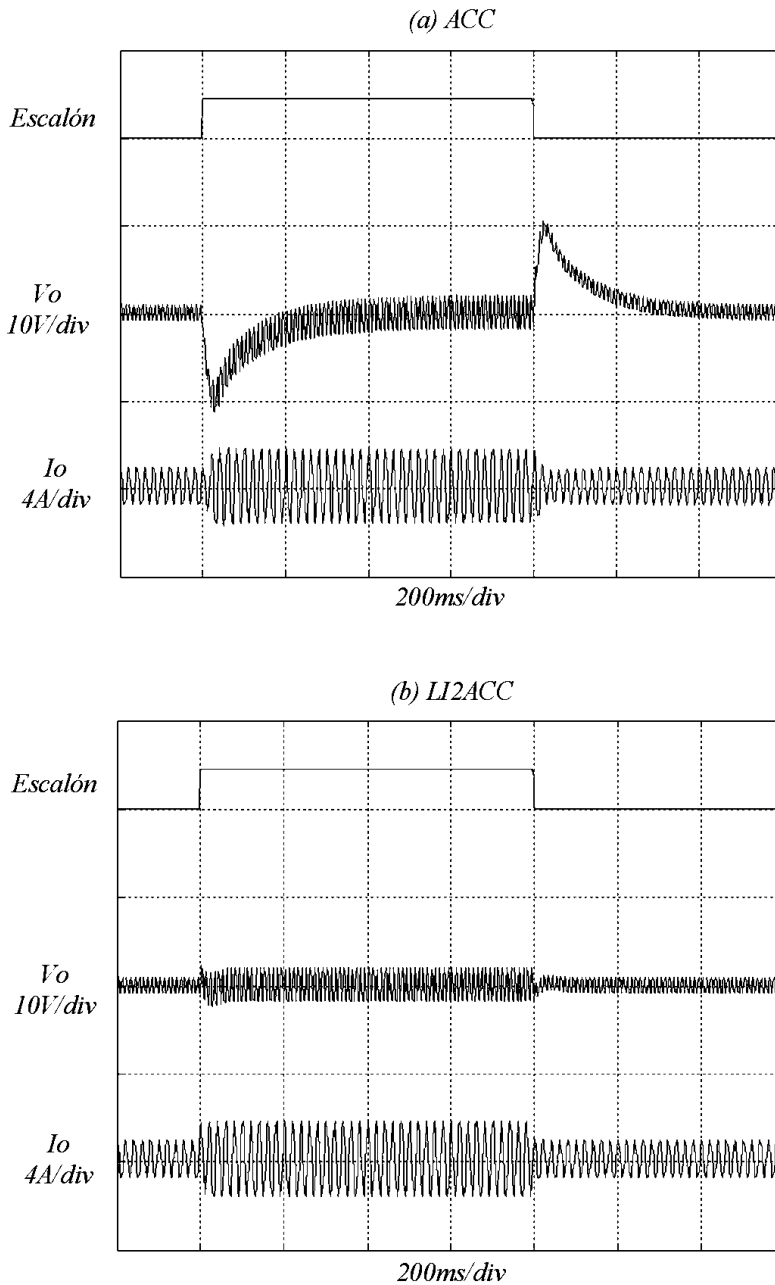


Figura 5.13: respuesta de la tensión de salida del convertidor ante escalones de carga positivos y negativos de 125W a 250W y viceversa, tensión de línea 220V. (a) ACC convencional (b) LI2ACC

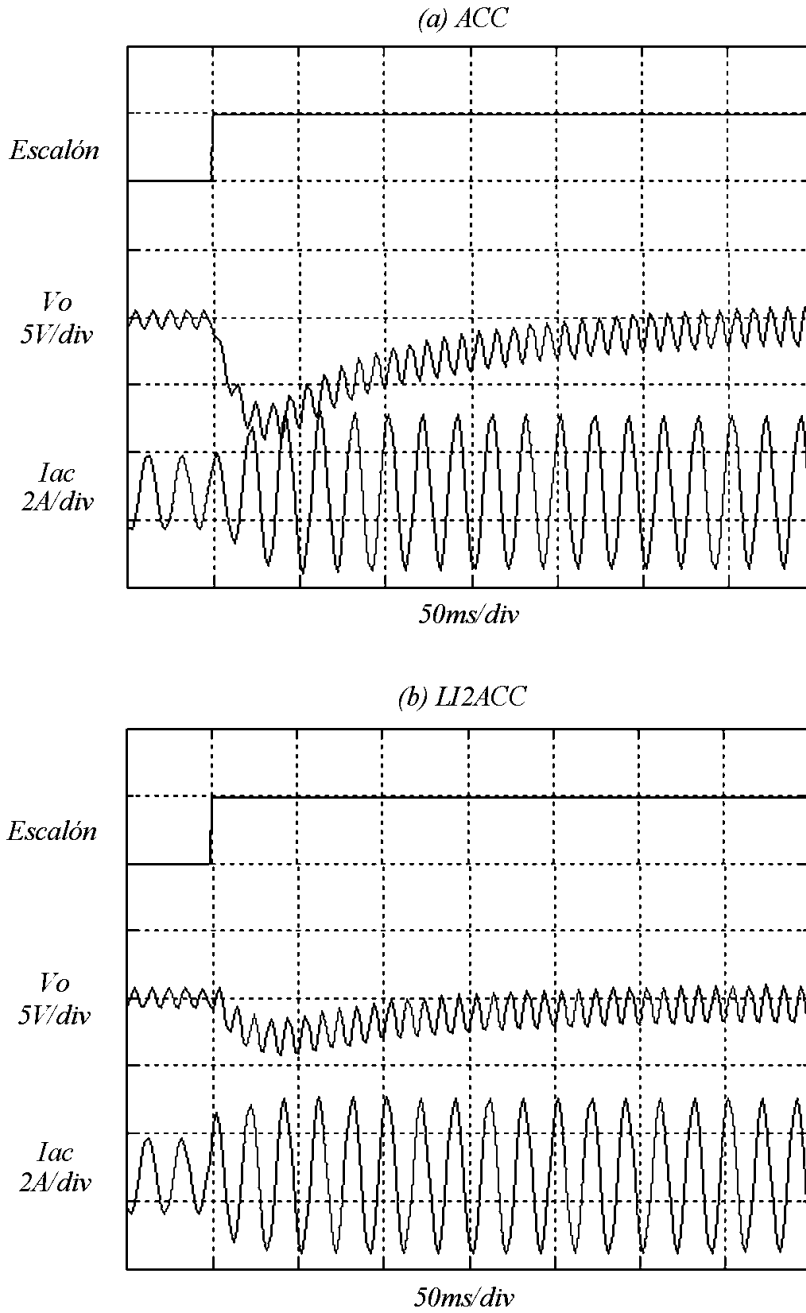


Figura 5.14: respuesta de la tensión de salida del convertidor ante un escalón de carga de 80W a 160W, tensión de línea 110V  
(a) ACC convencional (b) LI2ACC

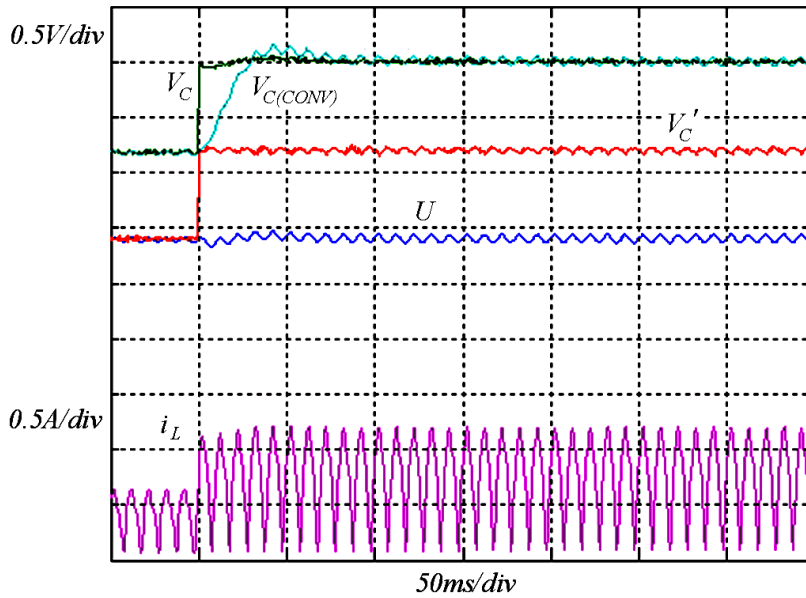


Figura 5.15: medida experimental de la respuesta de las señales de control ante un escalón de carga de 80W a 160W @220V

La figura 5.15 muestra la evolución de las principales señales de control del rectificador activo ante un escalón de carga de 80W a 160W (@220V), con ACC convencional y con *LI2ACC*. En dicha figura también se ha representado la corriente en el inductor del convertidor boost. Con ACC convencional, la acción de control del regulador de tensión coincide con  $v_c$ , por lo que esta variable evoluciona lentamente de un punto de operación a otro debido a la respuesta dinámica con la que se ha diseñado el lazo de regulación de la tensión de salida. Por el contrario, en el caso de *LI2ACC* se utiliza la información procedente de la corriente de carga (señal  $v'_c$ ) para modificar rápidamente el punto de operación, de manera que la acción de control del regulador ( $u$ ) permanece prácticamente constante. En definitiva, el punto de operación de la tensión de control lo establece mayoritariamente la señal procedente de la corriente de carga, acelerando sustancialmente la respuesta del controlador ante cambios en el consumo.

La figura 5.16 muestra las mismas formas de onda, medidas en las mismas condiciones, pero con una tensión de alimentación

de 110V. En este caso se aprecia claramente el error que se produce en el cálculo de la nueva posición de equilibrio para la tensión de control. Este error es posteriormente corregido por la acción de control del regulador, pero con la dinámica lenta que caracteriza al lazo de tensión de la tensión de salida, por lo que los efectos de la perturbación de salida son mayores que los observados con niveles altos de tensión de alimentación.

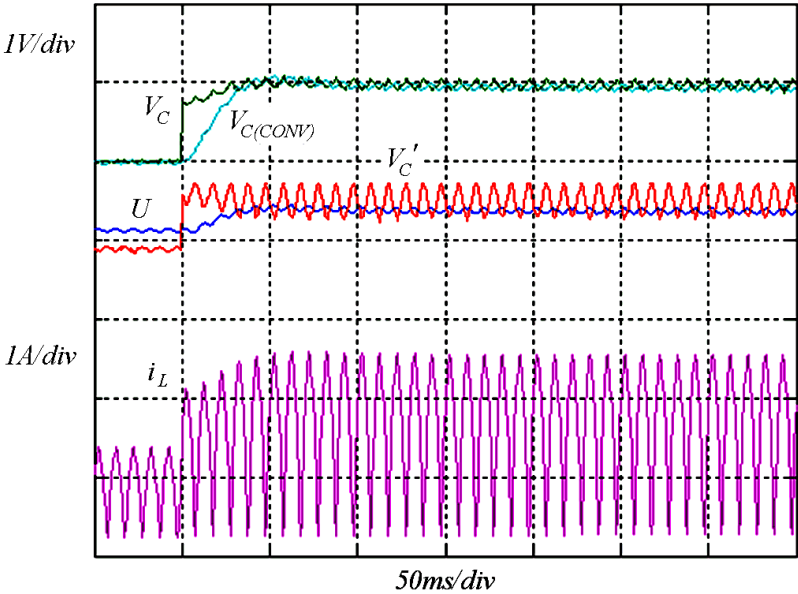
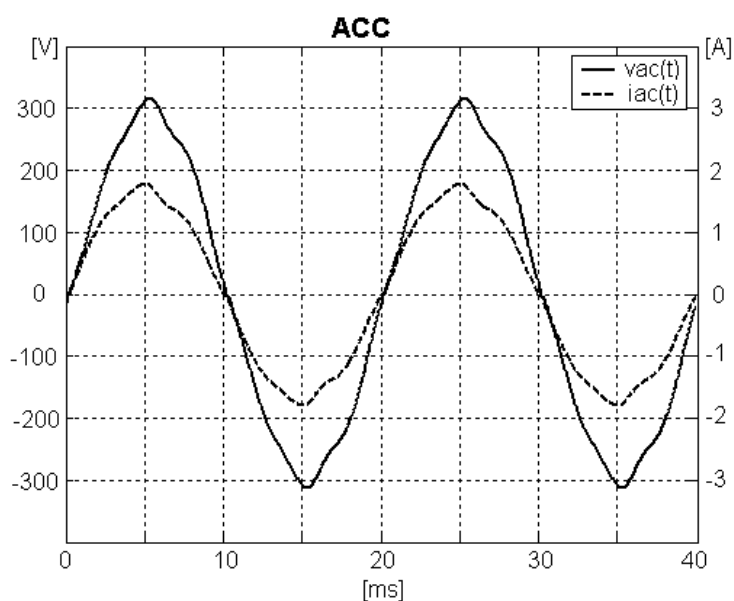


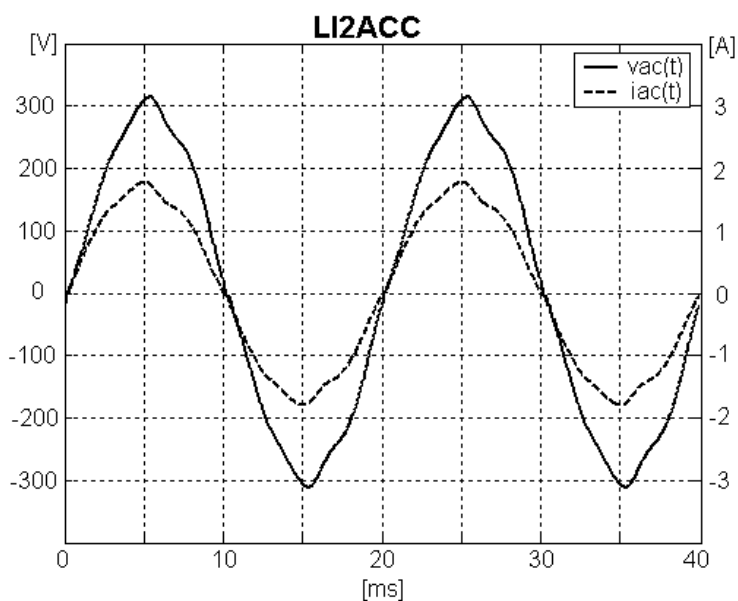
Figura 5.16: medida experimental de la respuesta de las señales de control ante un escalón de carga de 80W a 160W @110V

	ACC		L <sup>2</sup> ACC	
$V_{ac} (RMS)$	110V	220V	110V	220V
$t_{st}$	220ms	200ms	110ms	$\approx 0$
$DV_o$	9V	8V	4.2V	0.5V

Tabla 5.2: recopilación del tiempo de establecimiento y del sobreimpulso resultantes cuando se somete al convertidor a escalones de carga de 80W a 160W



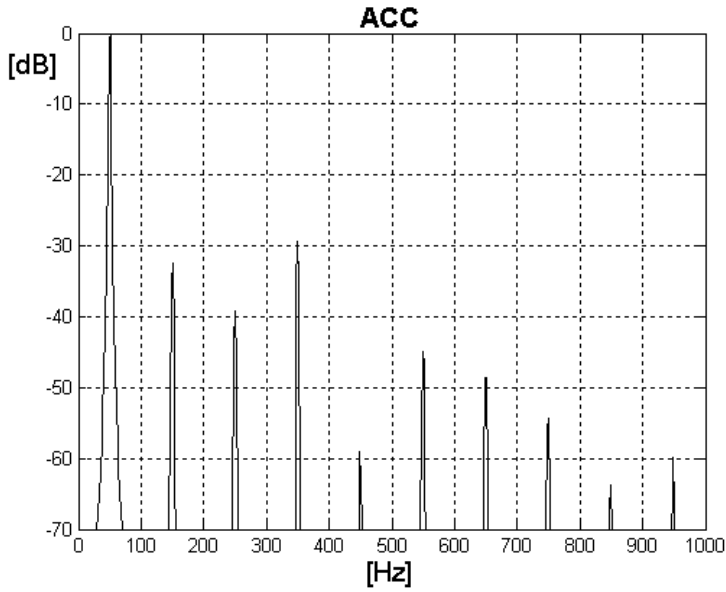
(a)



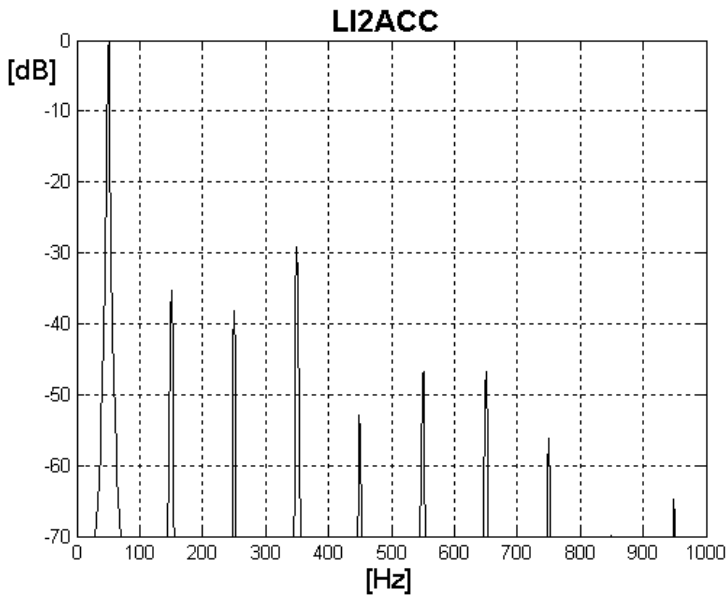
(b)

Figura 5.17: tensión de línea y corriente absorbida por el rectificador en régimen permanente con ACC (arriba) y LI2ACC (abajo) @220V



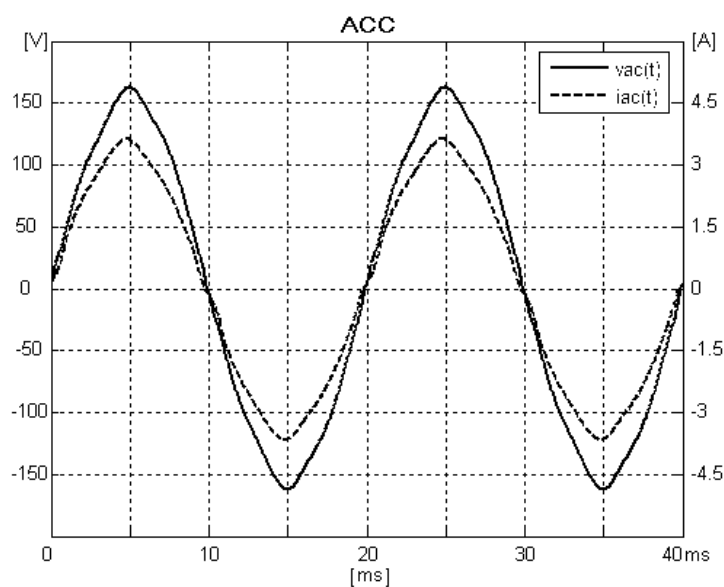


(a)

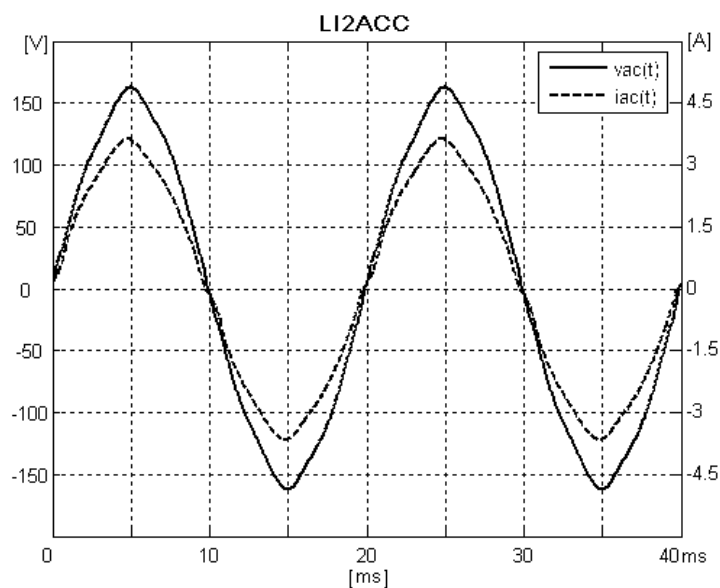


(b)

Figura 5.18: espectro armónico de la corriente absorbida por el rectificador en régimen permanente con ACC (arriba) y LI2ACC (abajo) @220V

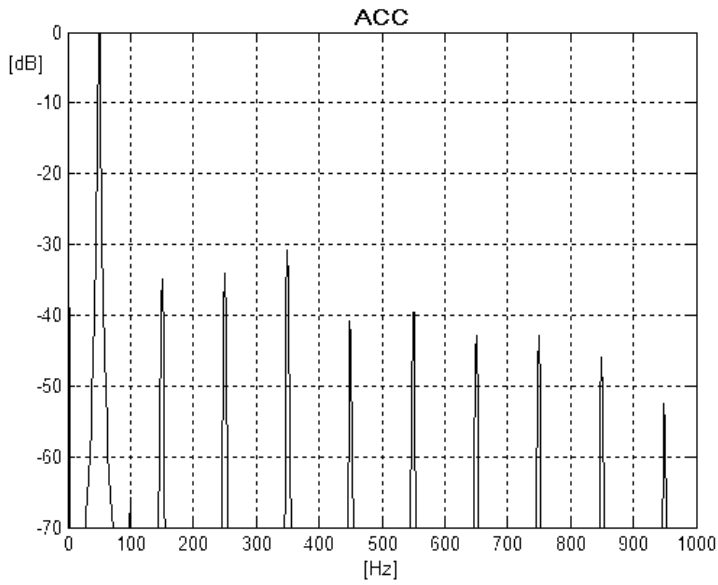


(a)

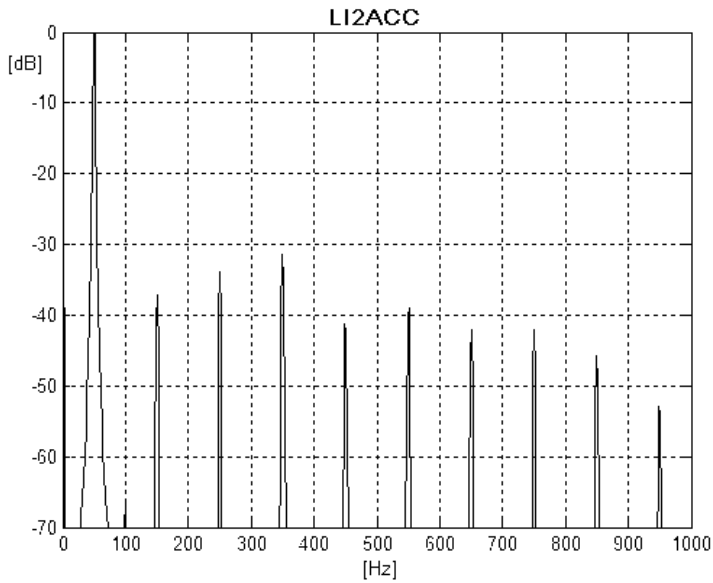


(b)

Figura 5.19: tensión de línea y corriente absorbida por el rectificador en régimen permanente con ACC (arriba) y LI2ACC (abajo) @110V



(a)



(b)

Figura 5.20: espectro armónico de la corriente absorbida por el rectificador en régimen permanente con ACC (arriba) y LI2ACC (abajo) @110V

La figura 5.17 muestra las medidas de tensión y corriente de entrada del rectificador en régimen permanente (@220V, 250W), en tanto que 5.18 muestra la medida de los armónicos de baja frecuencia (@220V, 250W) presentes en la corriente de entrada del rectificador activo. No se aprecian diferencias destacables utilizando ambos esquemas de control, por lo que puede afirmarse que su comportamiento es idéntico en lo que a distorsión armónica de la corriente de entrada se refiere. Este hecho demuestra que la mejora de la impedancia de salida del convertidor se consigue sin afectar a la principal funcionalidad de éste: conseguir que la distorsión de la corriente de entrada se sitúe en valores reducidos.

La figura 5.19 muestra las medidas de tensión y corriente de entrada del rectificador en régimen permanente (@110V, 250W), en tanto que 5.20 muestra la medida de los armónicos de baja frecuencia (@110V, 250W) presentes en la corriente de entrada del rectificador activo. Se pueden extraer las mismas conclusiones que en el caso de tensiones de alimentación altas: no se aprecian diferencias destacables utilizando ambos esquemas de control, por lo que puede afirmarse que su comportamiento es idéntico en lo que a distorsión armónica de la corriente de entrada se refiere. De nuevo queda demostrado que la mejora de la impedancia de salida del convertidor se consigue sin afectar a la principal funcionalidad de éste: conseguir que la distorsión de la corriente de entrada se sitúe en valores reducidos.

### 5.3.3 Estudio de la aplicación combinada RMF-LI2

En los apartados precedentes, se ha puesto de manifiesto la capacidad de la técnica de inyección de carga para mejorar la velocidad de respuesta, ante variaciones de carga, del lazo de regulación de la tensión de salida en rectificadores con corrección del factor de potencia. También se ha mostrado el error cometido al despreciar las pérdidas en el convertidor, error que es tanto más importante cuanto mayor sean tales pérdidas. El rango bajo de tensiones de alimentación es el más afectado y en el que la acción de la inyección de carga sufre una mayor degradación.

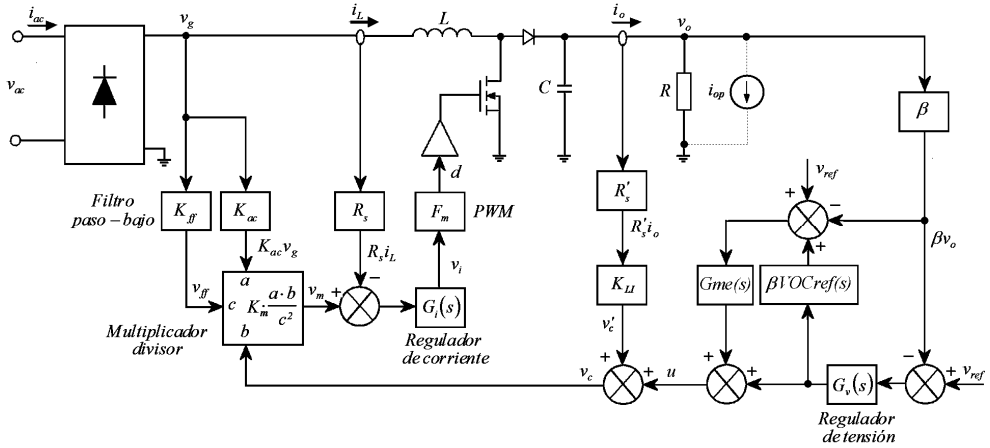


Figura 5.21: esquema de la aplicación combinada de RMF y LI2ACC a un rectificador con corrección del factor de potencia

Para corregir este déficit, en este apartado se propone combinar el método *RMF* descrito en el capítulo 4, con la técnica de inyección de carga estudiada *LI2ACC*. Combinar ambas técnicas resulta extremadamente sencillo, tal como muestra la figura 5.21, pues basta con sustituir el regulador de tensión característico de *ACC* convencional por el esquema *RMF*.

La figura 5.22 muestra la respuesta de la tensión de salida ante un escalón de carga de 80W a 160W con una tensión de alimentación de 220V. La figura 5.23 muestra la misma respuesta, en este caso con una tensión de alimentación de 110V. Como puede apreciarse, la respuesta con una tensión de red de 110V es significativamente mejor que la medida con *RMF* y con *LI2ACC* por separado, pues la reducción adicional de la impedancia de salida que *RMF* añade sobre *LI2ACC* permite acelerar sustancialmente la respuesta del lazo de control, de manera que el tiempo de establecimiento se reduce de forma drástica.

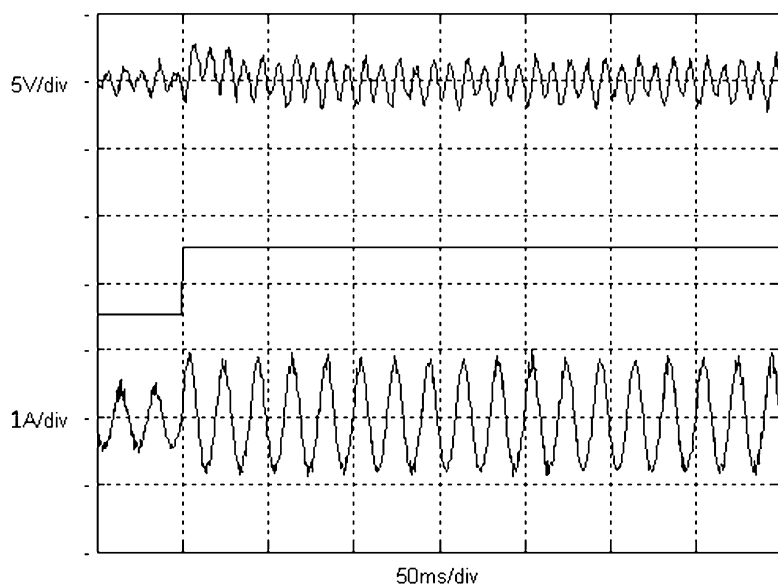


Figura 5.22: respuesta de la tensión de salida del convertidor ante un escalón de carga de 80W a 160W (tensión de línea 220V)

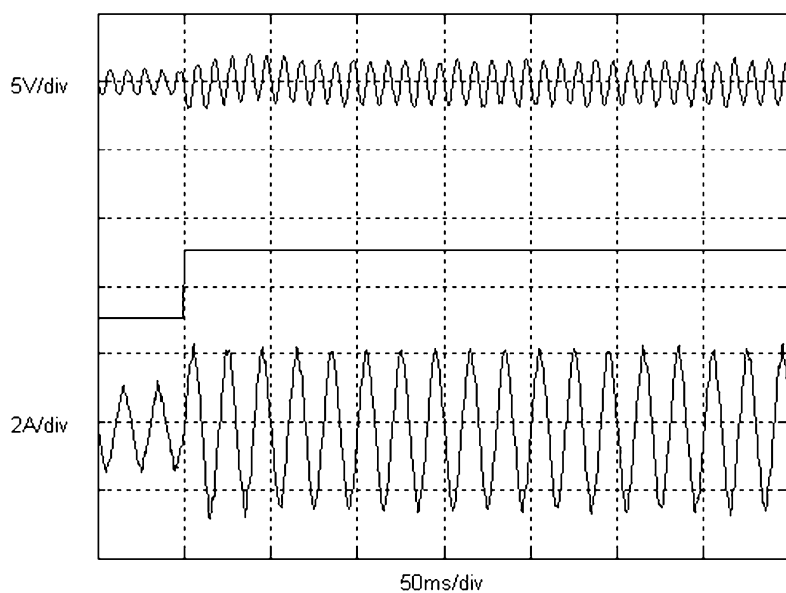


Figura 5.23: respuesta de la tensión de salida del convertidor ante un escalón de carga de 80W a 160W (tensión de línea 110V)

## 5.4 Discusión de resultados

En este capítulo se han expuesto los principios teóricos que sustentan la técnica de inyección de carga propuesta, los cuales se han aplicado al control de un rectificador con corrección del factor de potencia con rango universal de tensiones de entrada. La implementación de ambos esquemas de control se ha llevado a cabo mediante un circuito integrado de uso extendido en la industria, el UC3854 de Unitrode.

Se ha efectuado un estudio analítico en pequeña y gran señal que ha permitido cuantificar las características en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Dicho estudio ha sido posteriormente validado con medidas experimentales efectuadas sobre un prototipo de laboratorio de 250W.

Tanto del estudio analítico, como de los resultados obtenidos experimentalmente, pueden extraerse las siguientes conclusiones:

- 1) La inyección de la información procedente del sensado de la corriente de carga, ha permitido disminuir la impedancia de salida en más de 20dB respecto al esquema ACC convencional en todo el rango de frecuencias (figura 5.11). En gran señal, esto ha permitido acelerar sustancialmente la velocidad de respuesta del convertidor ante cambios abruptos en el consumo, reduciendo la amplitud de las sobre/subtensiones que aparecen en los transitorios de carga y que son típicas en rectificadores con corrección activa del factor de potencia (tabla 5.2 y figuras 5.12 a 5.14). Todo esto se logra sin modificar la frecuencia de cruce del lazo de tensión y su atenuación al doble de la frecuencia de red (figuras 5.9 y 5.10), por lo que no se altera la distorsión de la corriente de línea respecto de la alcanzada con el control ACC convencional (figuras 5.17 a 5.20).
- 2) Para determinar analíticamente el valor de la ganancia con la que se debe inyectar, en el lazo de control, la información procedente del sensado de la corriente de carga, se han despreciado las pérdidas en el convertidor, lo que supone un error en el cálculo, tanto mayor cuanto

mayor sean dichas pérdidas. Como consecuencia, la mejora de la impedancia de salida del convertidor se ha revelado inferior para tensiones de línea bajas, pues en esas condiciones la corriente absorbida por el convertidor boost es mayor, lo que incrementa tanto las pérdidas de conducción como las de conmutación en los semiconductores. Los efectos del error pueden reducirse teniendo en cuenta el rendimiento esperado del convertidor en el cálculo, pero en cualquier caso, dicho factor (rendimiento) depende del punto de funcionamiento, por lo que sus efectos no pueden eliminarse en todo el rango universal de tensiones de alimentación.

- 3) La técnica de inyección de carga suele denominarse en la literatura técnica 'prealimentación'. Los resultados presentados demuestran que no sólo aparece un efecto puro de prealimentación, sino también de realimentación positiva de una variable de estado. Dicha realimentación modifica las funciones de transferencia del convertidor, como ha quedado demostrado mediante la medida de dichas funciones de transferencia mediante analizador de respuesta en frecuencia. Se han estudiado las condiciones que permiten garantizar la estabilidad del convertidor, demostrando que el valor de la ganancia de inyección de corriente más adecuado en gran señal, es perfectamente compatible con la estabilidad en pequeña señal, por lo que la técnica es aplicable a pesar de la realimentación positiva.
- 4) La combinación de las dos técnicas estudiadas en esta tesis (*RMF* y *L12ACC*) ha demostrado resultar adecuada para compensar en parte el principal déficit de *L12ACC*, su aplicación en todo el rango universal de tensiones de alimentación. Al utilizarse conjuntamente, la respuesta del convertidor ante escalones de carga ha mejorado la respuesta tanto para tensiones altas (220V) como bajas (110V).



# CAPÍTULO 6

*CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE  
INVESTIGACIÓN*



## 6.1 Conclusiones

En esta tesis se han realizado, fundamentalmente, dos aportaciones significativas en el ámbito del control de rectificadores con corrección del factor de potencia, ambas orientadas a reducir la impedancia de salida del convertidor, sin degradar sus prestaciones en términos de armónicos de baja frecuencia introducidos en la red de distribución eléctrica. Esta cuestión constituye uno de los principales problemas que presentan este tipo de convertidores, pues los controles convencionales presentan una elevada impedancia de salida que degrada la respuesta dinámica del rectificador y da lugar a sobretensiones en la tensión de salida ante cambios bruscos de carga que, en algunos casos, podrían dañar a los semiconductores del sistema de alimentación.

La primera aportación [48]-[51], viene dada por el uso de la técnica de control *Robust Model Following (RMF)*, que en el pasado fue utilizada con éxito en convertidores DC-DC e inversores para sistemas de alimentación ininterrumpida [31][32]. Se ha demostrado que *RMF* permite reducir la impedancia de salida en más de 20 dB en el rango bajo de frecuencias, que es el más importante cuando se producen cambios bruscos en la potencia demandada por la carga. Las principales conclusiones del estudio llevado a cabo son las siguientes:

- 1) Como muestran los resultados obtenidos en pequeña señal, el control *RMF* propuesto ha permitido reducir la impedancia de salida en lazo cerrado de rectificadores con alto factor de potencia un factor de 20dB en un amplio rango de frecuencias (figuras 4.8 y 4.13). Esta mejora se produce sin necesidad de utilizar frecuencias de cruce elevadas en el lazo de tensión.
- 2) Los resultados obtenidos en pequeña señal permiten predecir que las variaciones de la corriente de carga afectarán en menor grado a la tensión de salida del rectificador cuando se utiliza *RMF* en lugar de *ACC* convencional. Para validar este hecho en gran señal, se ha sometido al sistema a variaciones importantes de carga tanto crecientes como

decrecientes (figuras 4.9, 4.14 y 4.15). Los resultados muestran una reducción sustancial tanto en tiempo de recuperación de la tensión de salida como de la desviación máxima que se alcanza respecto al funcionamiento en un punto de operación estable. Con *RMF*, el tiempo de establecimiento se reduce aproximadamente a la quinta parte respecto a *ACC* convencional, en tanto que el pico de las sobretensiones y las subtensiones se reduce hasta en un 40%.

- 3) Dado que no se requieren frecuencias de cruce altas en el lazo de tensión, es fácil conseguir atenuación suficiente (aproximadamente -30dB,) al doble de la frecuencia de la tensión de línea. En consecuencia, no se incrementa la distorsión en la corriente de entrada más allá de la alcanzada por *ACC* convencional, tal como puede apreciarse en los ensayos realizados en régimen permanente para varios puntos de operación, dentro del rango universal de la tensión de entrada (figuras 4.16 a 4.19 y tabla 4.2). En definitiva, la mejora de la impedancia de salida se produce sin incrementar en modo alguno la distorsión de la corriente de entrada.
- 4) El control *RMF* propuesto establece una metodología de diseño de controladores sistemática y de fácil implementación. Tan sólo se requieren algunos elementos adicionales (amplificadores operacionales, resistencias y condensadores) respecto al esquema convencional. En consecuencia, el coste del sistema no se ve incrementado, lo que sin duda es otra ventaja destacable de la técnica de control propuesta.

Sin embargo, *RMF* también ha mostrado algunas limitaciones. La más importante es el hecho de que, tal como se ha destacado anteriormente, la reducción de la impedancia de salida sólo se produce en frecuencias bajas, de manera que el pico que muestra en frecuencia dicha característica no se ve reducido. Como consecuencia, *RMF* sigue presentando desviaciones transitorias en la tensión regulada cuando se producen cambios bruscos de carga, si bien éstas son menores que las mostradas por los controles convencionales.

También cabe destacar que el análisis del método RMF mediante el concepto de regulador equivalente permite deducir que la mejora en el rechazo de perturbaciones se debe a que el lazo de tensión equivalente presenta mayor ganancia en lazo abierto que el correspondiente a ACC convencional. Así, podría pensarse que la aplicación de otras técnicas de control, como H8, o simplemente el diseño de un regulador de tensión de orden elevado para ACC convencional, conduciría a resultados semejantes. Si bien esto es cierto, esta aproximación al problema requeriría implementar controladores de orden elevado, cuya implementación es más compleja y con mayor facilidad de entrar en saturación (debido a la elevada ganancia que se requeriría en baja frecuencia) que los reguladores de orden reducido de los que parte RMF. Se desprende, pues, que RMF permite no sólo alcanzar mejores prestaciones que ACC convencional, también implementar reguladores que en el esquema convencional serían de diseño complejo y con elevadas ganancias que aumentarían el riesgo de entrar en saturación ante cambios bruscos de carga.

La segunda aportación presentada en esta tesis ha sido la inyección de la corriente de carga en las señales de control del rectificador [52][53]. Esta técnica es conocida comúnmente como prealimentación (*feed-forward*) de la corriente de carga [30][54]-[59]. Sin embargo, en esta tesis se ha demostrado que esta denominación no es precisa, pues además del término puramente de prealimentación, también se introduce en el esquema de control la realimentación positiva de una variable de estado del convertidor. Se han estudiado las condiciones que permiten garantizar la estabilidad del convertidor, demostrando que el valor de la ganancia de inyección de corriente más adecuado en gran señal es perfectamente compatible con la estabilidad en pequeña señal, por lo que la técnica es aplicable a pesar de la realimentación positiva. Además de esta conclusión, del estudio realizado se pueden destacar las siguientes:

- 1) La inyección de la información procedente del sensado de la corriente de carga ha permitido disminuir la impedancia de salida en más de 20dB respecto al esquema ACC convencional en todo el rango de frecuencias (figura 5.11). En gran señal, esto ha permitido acelerar sustancialmente la velocidad de respuesta del convertidor ante cambios

abruptos en el consumo, reduciendo la amplitud de las sobre/subtensiones que aparecen en los transitorios de carga y que son típicas en rectificadores con corrección activa del factor de potencia (figuras 5.12 a 5.14 y tabla 5.2). Todo esto se logra sin aumentar la distorsión de la corriente de línea más allá de los valores alcanzados con el ACC convencional (figuras 5.17 a 5.20).

- 2) Para determinar analíticamente el valor de la ganancia con la que se debe inyectar, en el lazo de control, la información procedente del sensado de la corriente de carga, se han despreciado las pérdidas en el convertidor, lo que supone un error en el cálculo, tanto mayor cuanto mayor sean dichas pérdidas. Como consecuencia, la mejora de la impedancia de salida del convertidor se ha revelado inferior para tensiones de línea bajas, pues en esas condiciones la corriente absorbida por el convertidor boost es mayor, lo que incrementa tanto las pérdidas de conducción como las de conmutación en los semiconductores. Los efectos del error pueden reducirse teniendo en cuenta el rendimiento esperado del convertidor en el cálculo, pero en cualquier dicho factor (rendimiento) depende del punto de funcionamiento, por lo que sus efectos no pueden eliminarse en todo el rango universal de tensiones de alimentación.

Por último, se ha utilizado ambas técnicas en combinación para paliar las deficiencias observadas al utilizarlas por separado. Los resultados obtenidos demuestran que, al utilizarse conjuntamente, la respuesta del convertidor ante escalones de carga ha mejorado la respuesta tanto para tensiones altas (220V) como bajas (110V).

## 6.2 Futuras líneas de investigación

Como prolongación de los trabajos que han dado lugar a esta tesis doctoral se sugieren varias líneas de investigación que se enumeran a continuación:

- 1) Las técnicas de control propuestas podrían ensayarse en rectificadores con corrección del factor de potencia conectados en paralelo con "*phase-shifting*" entre cada uno

de ellos. El sistema resultante requeriría inductores de menor tamaño y se beneficiaría de las ventajas asociadas a la utilización de convertidores modulares: redundancia, mejor gestión del calor generado por las pérdidas en los semiconductores, etc. El modelado de todo el sistema y el diseño y posterior ensayo de las técnicas propuestas constituyen las principales líneas de actuación en este ámbito.

- 2) La tensión de salida del rectificador se ha supuesto regulada a un valor constante, pues éste es el caso más frecuente en la realización industrial de rectificadores con alto factor de potencia. Sin embargo, en algunos casos la tensión de salida se reduce en el rango bajo de tensiones de alimentación a fin de reducir las pérdidas de conmutación en los semiconductores, es el caso de los denominados "*Voltage Follower PFC Rectifiers*" [83]. En tales casos, la expresión de la ganancia de inyección de carga no sería válida y debería utilizarse un circuito multiplicador para tener en cuenta el valor variable de la tensión de salida. El estudio en pequeña y gran señal de este circuito es un trabajo que habría que llevar a cabo.
- 3) La inyección de carga requiere sensar la corriente de salida y, aunque el coste añadido es relativamente bajo, el hecho de añadir un *shunt* (o cualquier otro sensor de corriente) podría considerarse un inconveniente. Para superar esta limitación, podrían desarrollarse estimadores que calculen el valor de la corriente de carga a partir de otras variables ya sensadas, tales como la corriente en el inductor y la tensión de salida del rectificador [73]-[76].
- 4) En aplicaciones industriales es usual la utilización de circuitos integrados analógicos que permiten implementar fácilmente la etapa de control de los rectificadores con alto factor de potencia. Sin embargo, en los últimos años se ha propuesto el uso de circuitos integrados digitales de bajo coste para el control de convertidores de potencia, lo que permite implementar técnicas de control más sofisticadas y flexibles, que a la vez se benefician del resto de ventajas asociadas al control digital de convertidores [77]-[80]. Como primera fase

de trabajo, se diseñarían controladores basados en *FPGA* que fueran susceptibles de una posterior integración en un circuito integrado para aplicaciones específicas (*ASIC*).

- 5) El diseño analógico del lazo de corriente de un rectificador con corrección del factor de potencia, es relativamente sencillo cuando se trabaja con frecuencias de conmutación altas y la frecuencia de la red eléctrica es relativamente baja (50 ó 60 Hz). En algunas aplicaciones concretas, como el campo aeronáutico, se requiere sistemas de muy alto rendimiento (con frecuencias de conmutación relativamente bajas) con frecuencias de red altas (400 Hz), lo que conlleva serias dificultades para obtener la ganancia suficiente en el lazo para conseguir un seguimiento adecuado de la consigna de corriente [81]. El uso de controladores digitales permitiría diseñar e implementar controladores resonantes, incluso repetitivos, con una ganancia muy alta a la frecuencia de los armónicos de la señal de consigna de corriente, lo que se prevé permita una mejora sustancial en el seguimiento de corriente y, en consecuencia, reducir la distorsión de corriente en este tipo de convertidores con condiciones de diseño extremas.



# APÉNDICE **1**

*MATERIALES EMPLEADOS*



## A1.1 Software

El “*software*” que se ha empleado para el diseño y posterior análisis de los diferentes esquemas de control ha sido el siguiente:

- MATLAB. Mediante este programa se han obtenido las funciones de transferencia teóricas de los diferentes controles, permitiéndonos realizar el diseño de los reguladores y el análisis comparativo de las prestaciones obtenidas. También se ha empleado para la representación de las mediciones obtenidas tanto con el analizador de señales como con el osciloscopio, lo cual ha permitido su fácil comparación con los resultados teóricos.
- Psim. Se ha utilizado para simular la respuesta temporal de los diferentes controles.
- LABVIEW. Mediante este programa se ha conectado vía GPIB el analizador de señales a un PC para el posterior procesamiento gráfico de las curvas experimentales mediante el programa MATLAB.
- FUCEVIEW COMBISCOPE. *Software* facilitado por la casa Fluke que permite conectar el osciloscopio digital de esta marca a un PC y almacenar las curvas experimentales en un fichero gráfico.
- Orcad Capture + Layout. Utilizado para el diseño de los circuitos impresos, tanto de la etapa de potencia como de los circuitos de control.

## A1.2 Material de laboratorio

Para llevar a cabo las pruebas experimentales sobre el prototipo se ha utilizado el siguiente material de laboratorio:

- Analizador de señales en tiempo real YOKOGAWA SA2400. Dicho instrumento permite el análisis temporal, espectral y de respuesta en frecuencia (curvas de Bode) en un rango de frecuencias comprendido entre 5mHz y 400kHz.

- Autotransformador monofásico regulable 1kVA.
- Fuente de alimentación HP6035A. 1000W, 0-500V, 5A.
- Fuente de alimentación PROMAX FAC-664. Formada por dos fuentes de 0-30V, 1A con posibilidad de interconexión serie o paralelo.
- Osciloscopio digital FLUKE PM3384B. 100MHz, 10GS/s.
- Power Meter FLUKE Model 39.
- Carga electrónica HP6060B.
- Sonda de tensión diferencial PEWATRON SI-9002. DC-25MHz, 1400V de pico.
- Sonda de corriente LEM-HEME PR-30 DC-100kHz (-1dB), 20A/ $\mu$ s, 30A de pico.
- Generador de funciones PROMAX GF-232 (2MHz).
- Tarjeta GPIB NI-488.

### A1.3 Prototipo experimental

El prototipo se divide en dos partes fundamentales, la etapa de potencia y la carta de control. Para cada una de las partes se ha realizado la correspondiente placa de circuito impreso.

La etapa de potencia incluye todos los elementos que conforman la etapa de potencia del *boost* (conmutador, diodo, redes de ayuda a la conmutación, bobina, etc.), las resistencias de sensado de corriente, el circuito de disparo del conmutador y las puntas de prueba y conectores necesarios.

La carta de control incluye el circuito integrado UC3854 de Unitrode, el cual permite la implementación del control ACC. Además, en la carta de control se incluye toda la circuitería necesaria para la implementación de los diversos lazos de control propuestos en la presente tesis. La carta se ha diseñado de forma que el cambio de un tipo de control a otro se realiza actuando

sobre microinterruptores, sin necesidad de montar y desmontar componentes. La PCB incluye terminales de conexión rápida, que permiten modificar los valores de los reguladores sin necesidad de desoldar componentes, así como todas las puntas de prueba y terminales de conexión necesarios para realizar las medidas oportunas.

En las páginas siguientes se muestran los esquemas y los diferentes planos de las placas de circuito impreso, así como fotografías de estas tarjetas y del “*setup*” de pruebas.

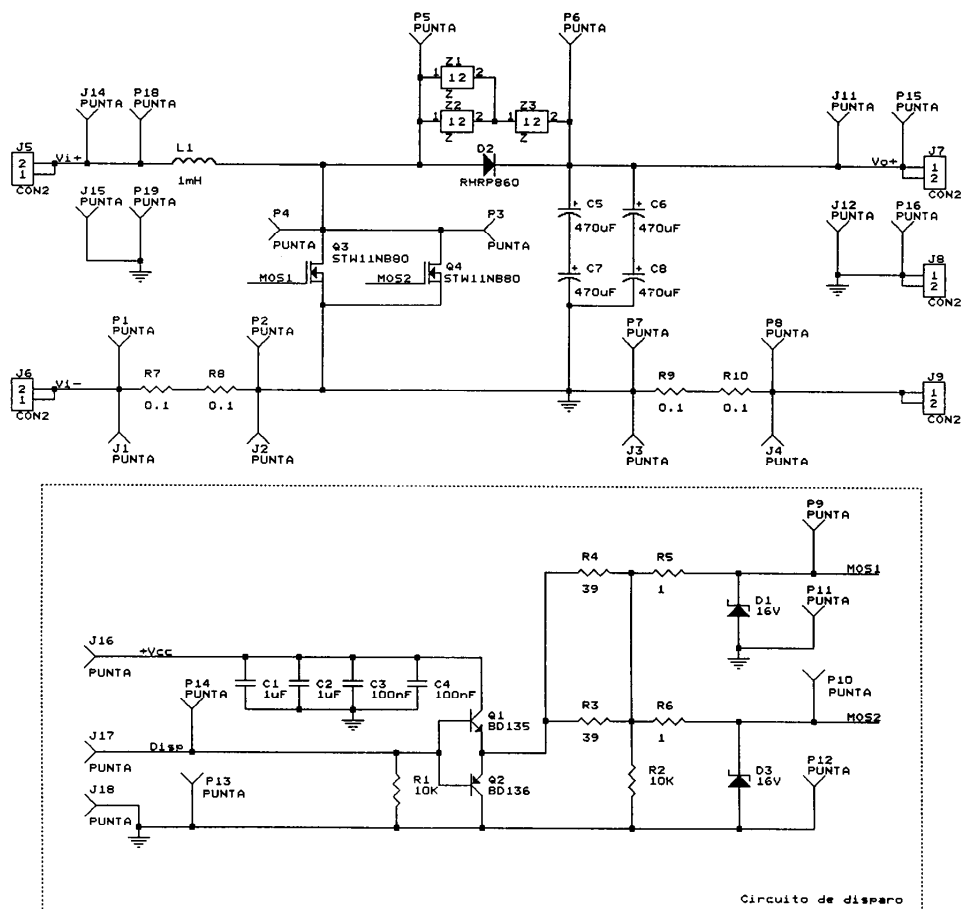


Fig. A1.1: etapa de potencia BOOST (esquema)

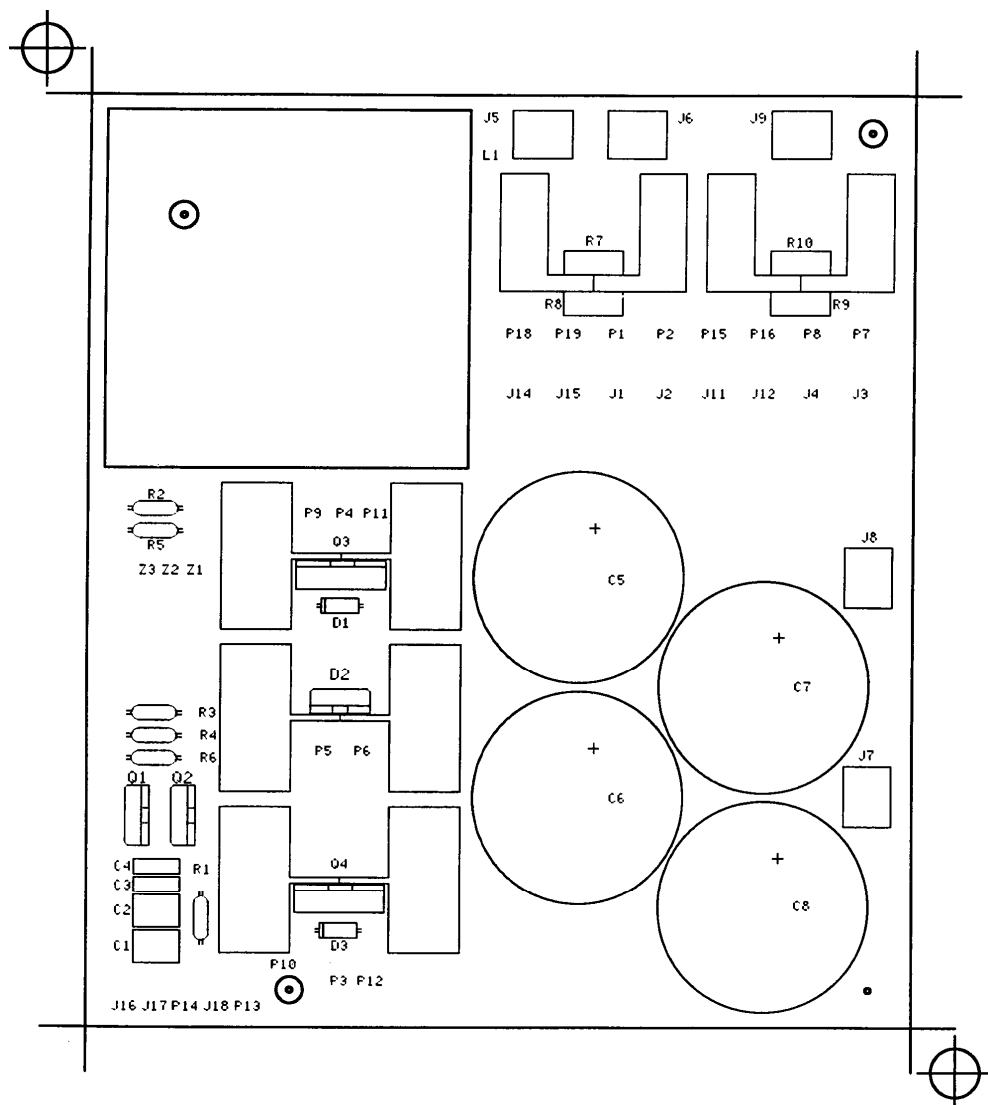


Fig. A1.2: etapa de potencia BOOST (serigrafía)

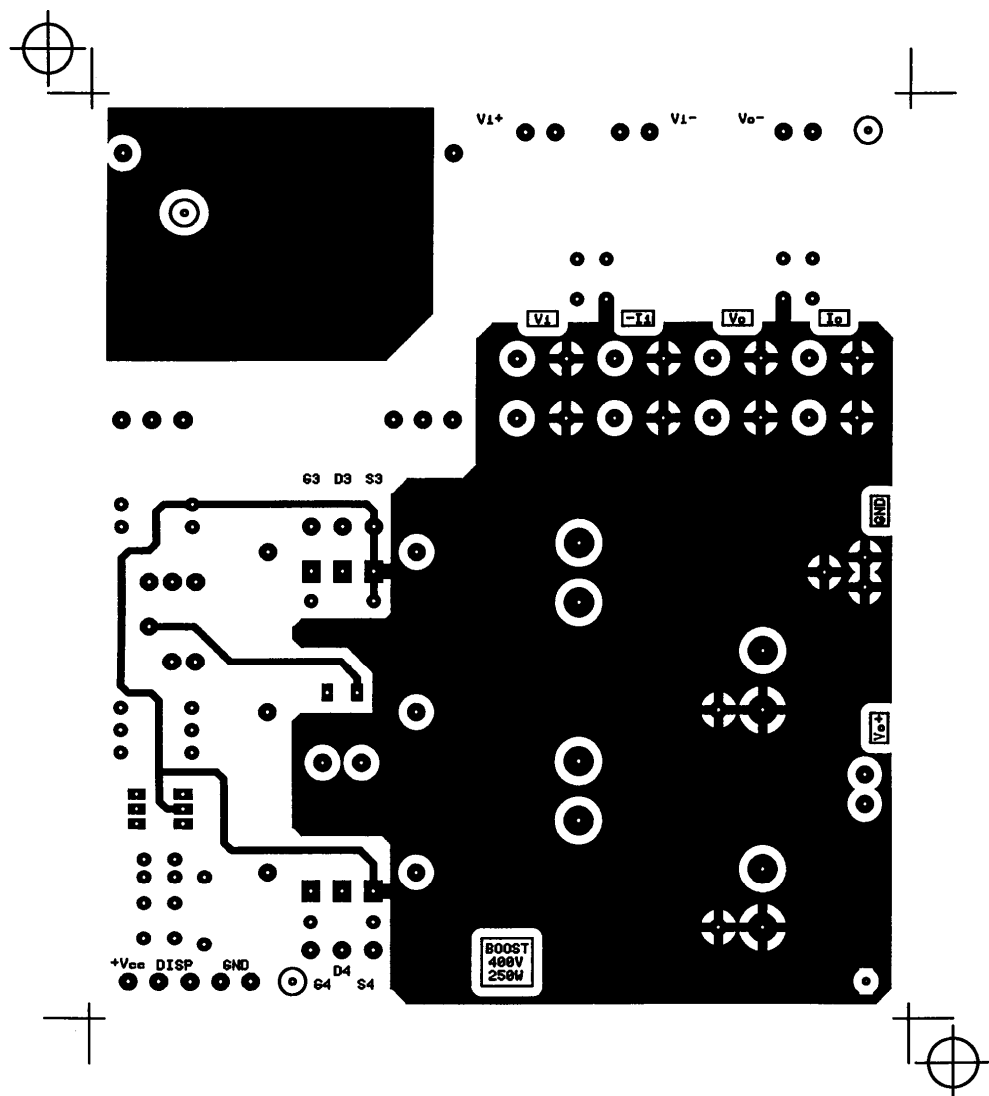
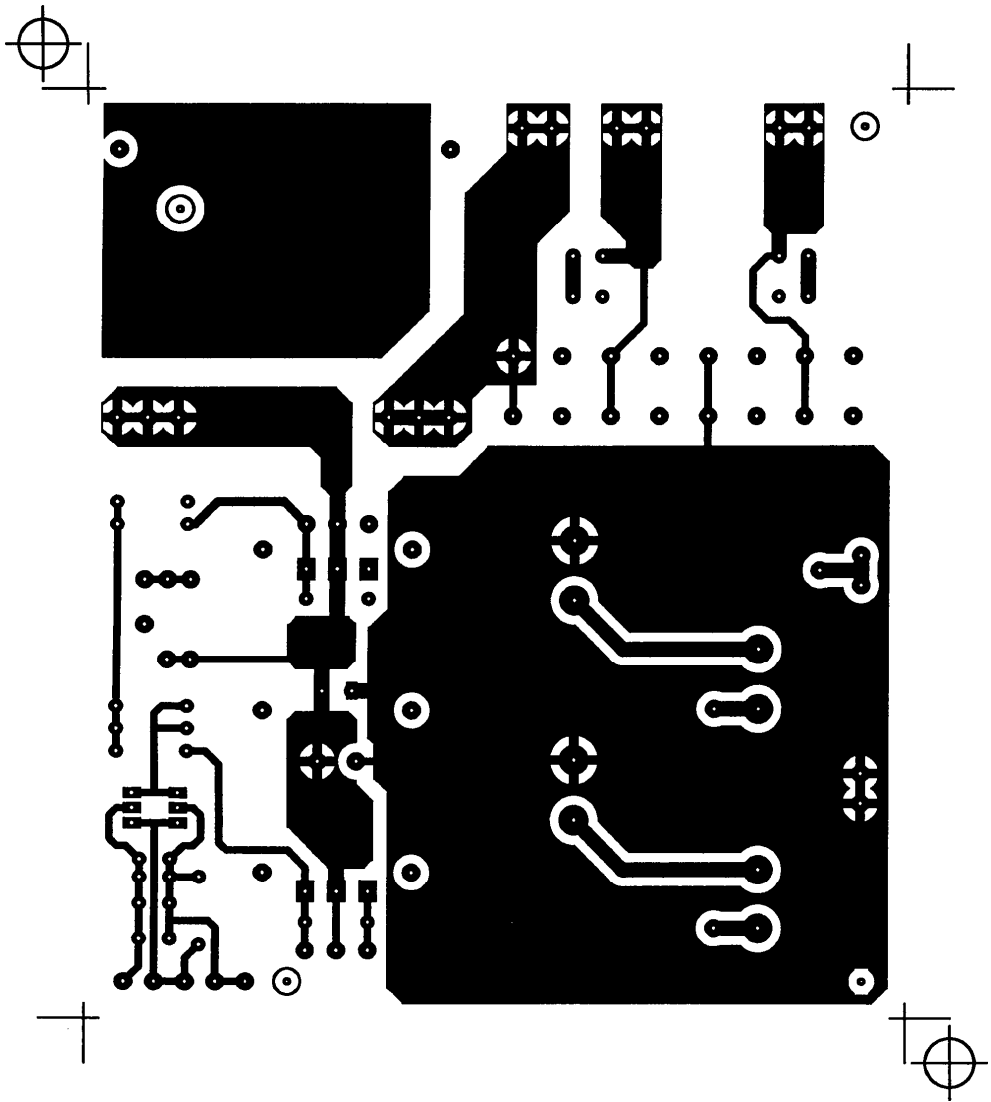


Fig. A1.3: etapa de potencia BOOST (cara de componentes)





*Fig. A1.4: etapa de potencia BOOST (cara de soldadura)*

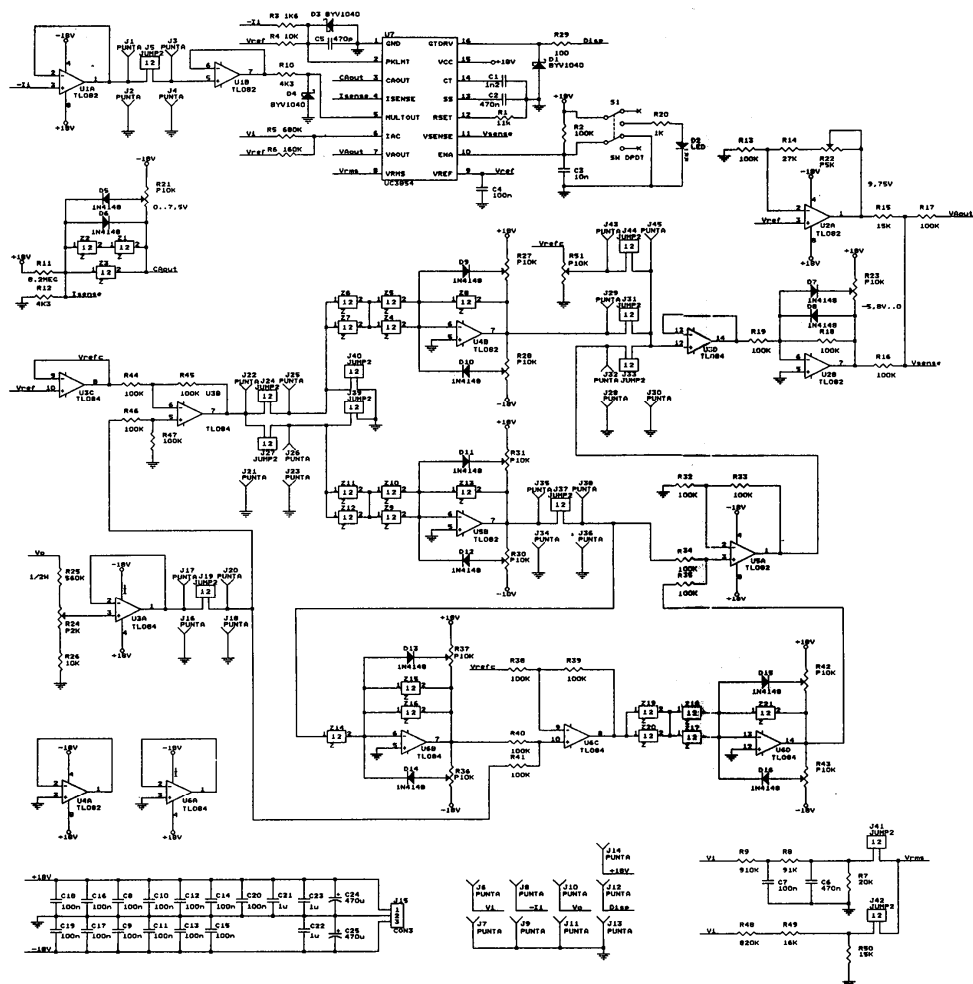


Fig. A1.5: carta de control (esquema)

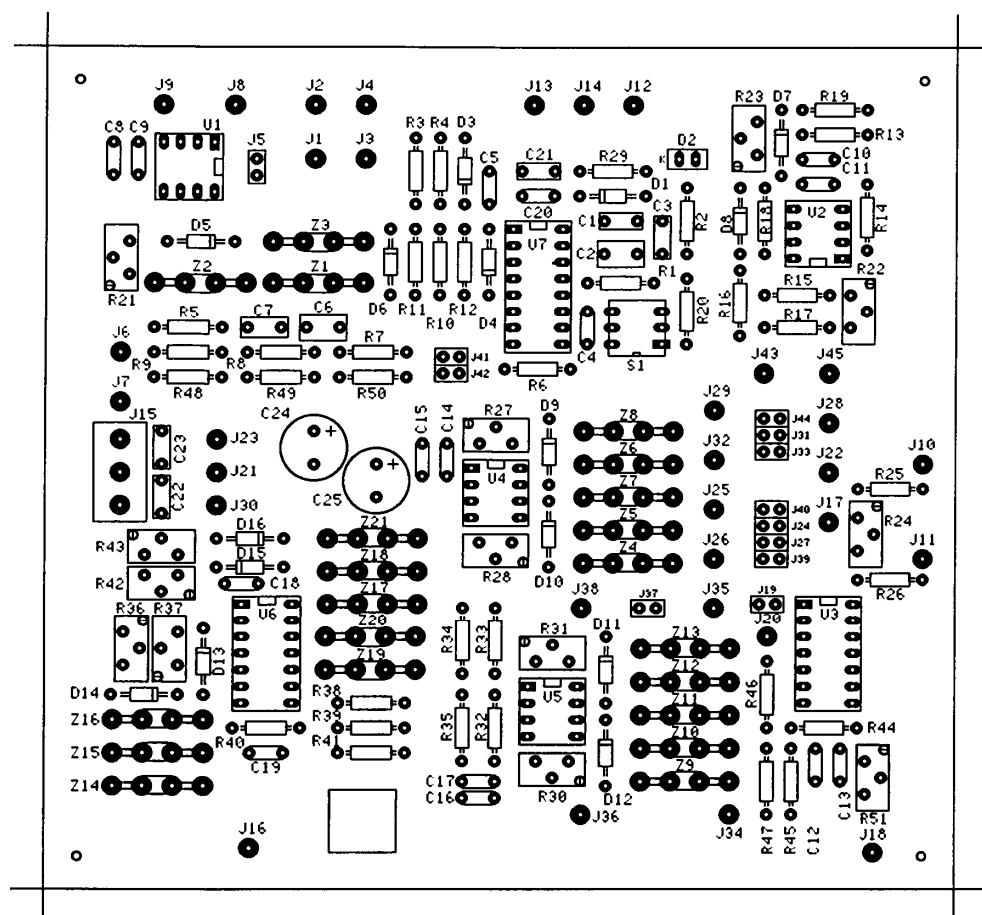


Fig. A1.6: carta de control (serigrafía)

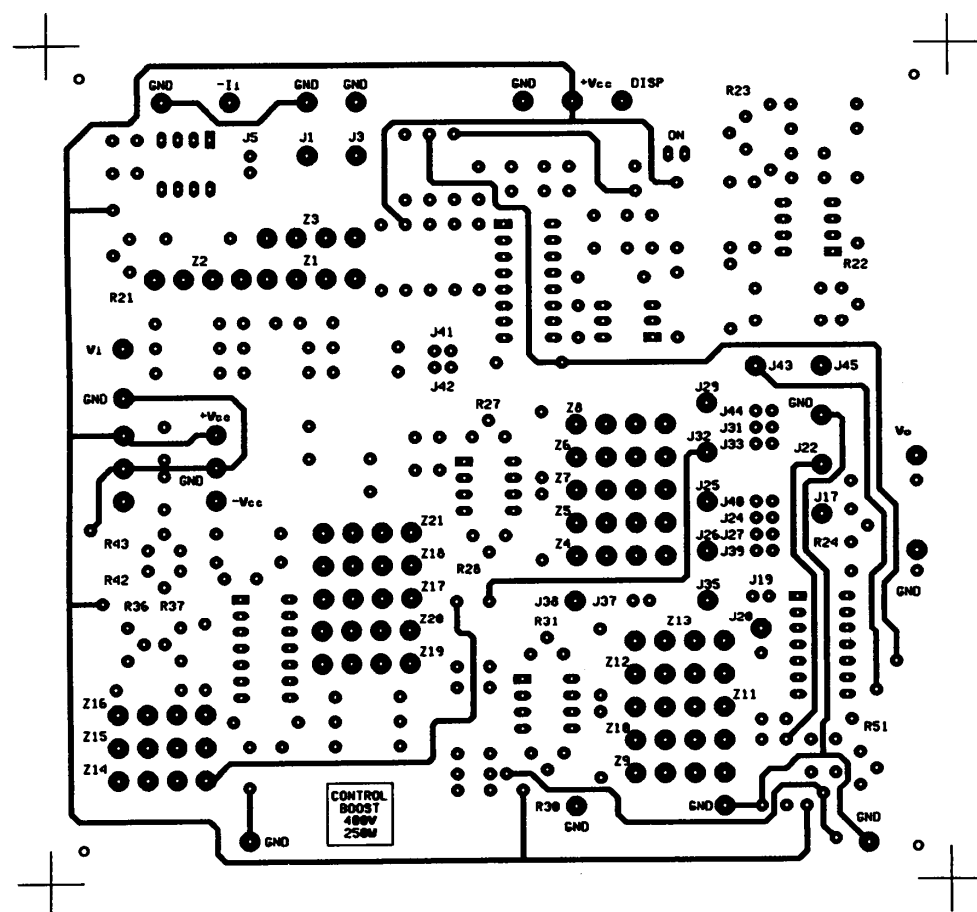
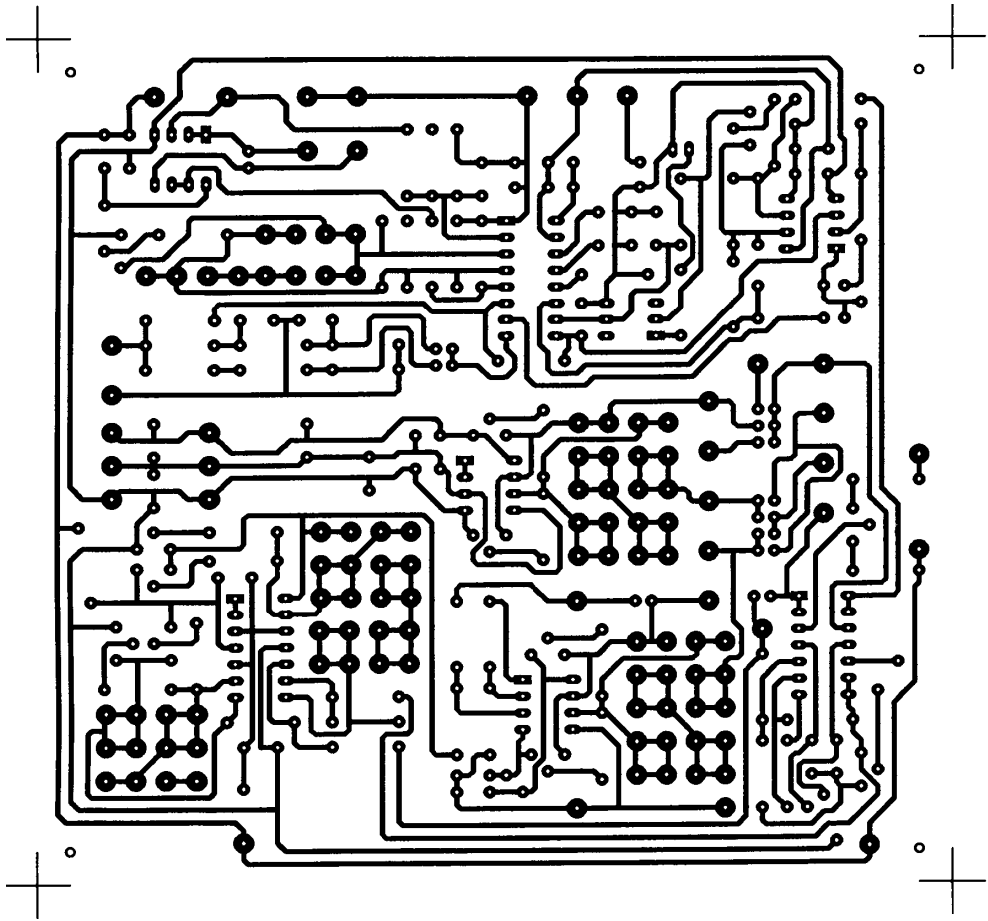


Fig. A1.7: carta de control (cara de componentes)



*Fig. A1.8: carta de control (cara de soldadura)*

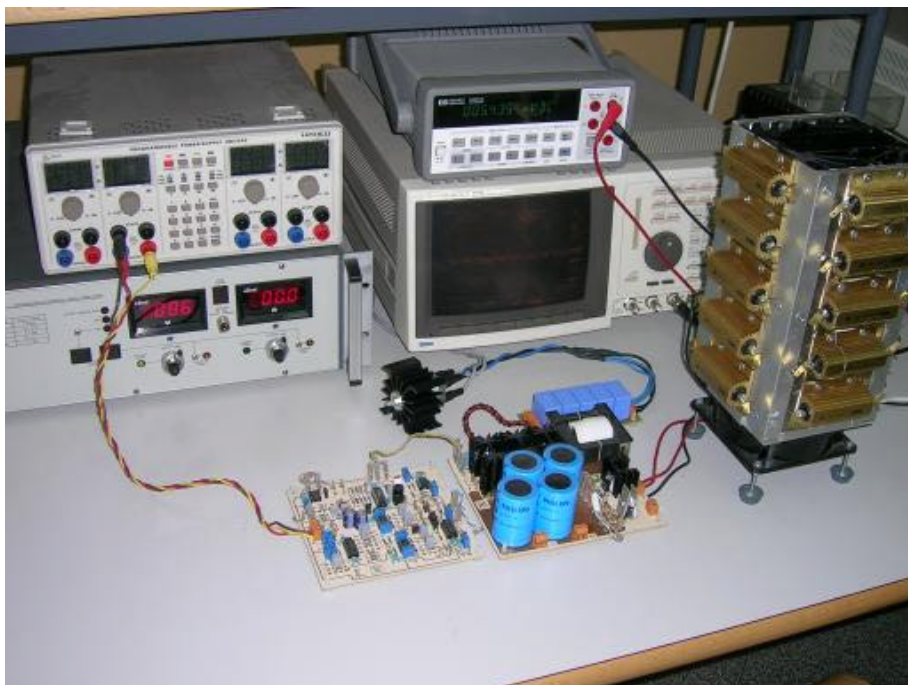


Fig. A1.9: "setup" de pruebas

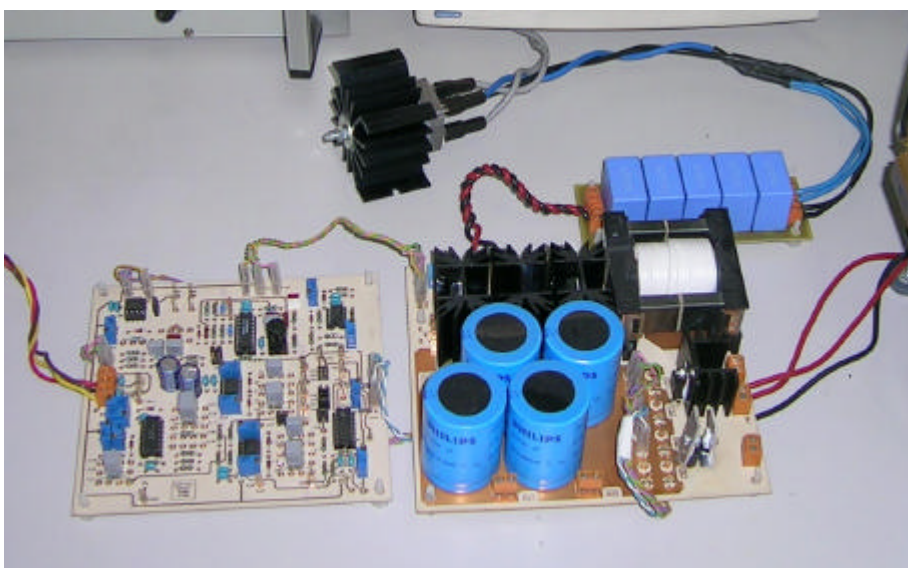
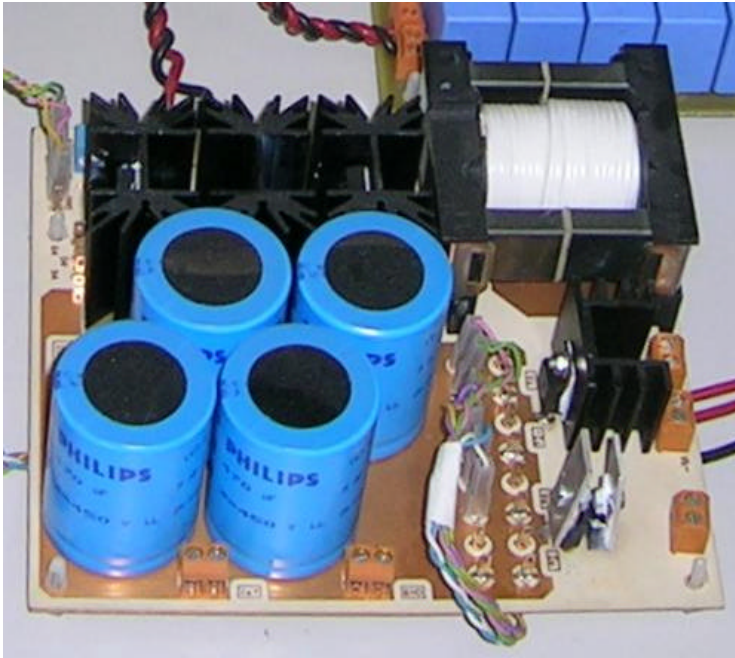
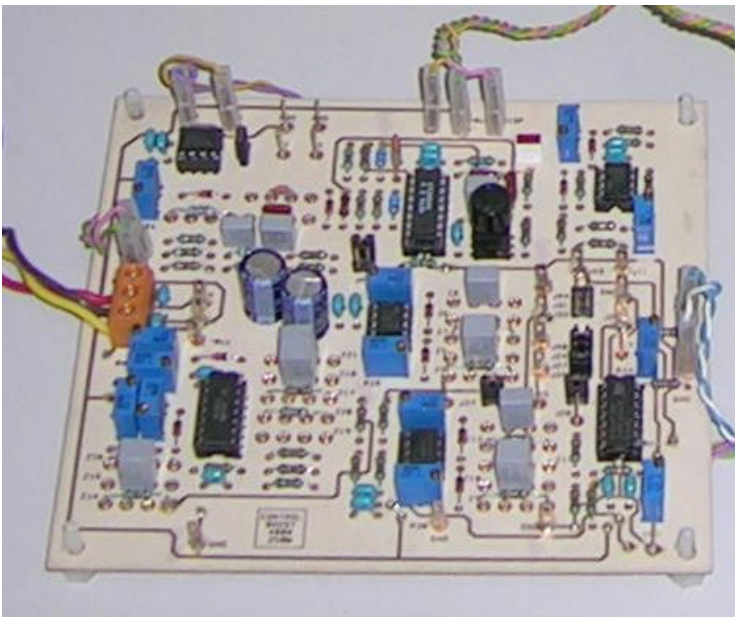


Fig. A1.10: carta de control (abajo izquierda), etapa de potencia (abajo derecha) y rectificador y filtro EMI (arriba)



*Fig. A1.12: detalle de la etapa de potencia*



*Fig. A1.12: detalle de la carta de control*





# APÉNDICE 2

*PUBLICACIONES*



## A2.1 Publicaciones derivadas de la tesis

A continuación se citan las contribuciones en revistas listadas en *SCI* y/o *JCR*, a las que ha dado lugar la presente tesis. Debido a lo estrechamente ligado que se encuentran las citadas contribuciones y el contenido de la presente tesis, ambas se adjuntan de forma íntegra al final del presente anexo.

[T1] AUTORES: E. FIGUERES, J. M. BENAVENT, G. GARCERÁ, M. PASCUAL, TÍTULO: **"A CONTROL CIRCUIT WITH LOAD CURRENT INJECTION FOR SINGLE-PHASE POWER FACTOR CORRECTION RECTIFIERS"**. REF. REVISTA/LIBRO: REVISTA IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. ISSN 0278-0046, VOLUMEN 54, PÁGINAS 1272 A 1281, AÑO 2007.

[T2] AUTORES: E. FIGUERES, J. M. BENAVENT, G. GARCERÁ, M. PASCUAL. TÍTULO: **"ROBUST CONTROL OF POWER FACTOR CORRECTION RECTIFIERS WITH FAST DYNAMIC RESPONSE"**. REF. REVISTA/LIBRO: REVISTA IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. ISSN 0278-0046, VOLUMEN 52, PÁGINAS 66 A 76, AÑO 2005.

Así mismo, se han realizado contribuciones, directamente relacionadas con la presente tesis, a congresos internacionales con "proceedings".

[T3] AUTORES: J. M. BENAVENT, E. FIGUERES, G. GARCERÁ, M. PASCUAL. TÍTULO: **"ROBUST MODEL-FOLLOWING REGULATOR FOR AVERAGE CURRENT-MODE CONTROL OF BOOST DC-DC CONVERTERS"**. TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, ISIE'05 PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS ISIE'05. ISBN: 0-7803-8738-4 LUGAR DE CELEBRACIÓN: DUBROVNIK (CROACIA), AÑO: 2005.

[T4] AUTORES: E. FIGUERES, J. M. BENAVENT, G. GARCERÁ, M. PASCUAL, I. MIRÓ. TÍTULO: **"ANALYSIS AND DESIGN OF A POWER FACTOR CORRECTION RECTIFIER WITH LOAD CURRENT INJECTION"**. TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, ISIE'05. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS ISIE'05. ISBN: 0-7803-8738-4. LUGAR DE CELEBRACIÓN: DUBROVNIK (CROACIA), AÑO: 2005.

- [T5] AUTORES: J. M. BENAVENT, E. FIGUERES, G. GARCERÁ, D. CERVER, M. PASCUAL. TÍTULO: **"DESIGN AND EVALUATION OF A POWER FACTOR CORRECTION RECTIFIER WITH ROBUST CONTROL AND FAST DYNAMIC RESPONSE"**. TIPO DE PARTICIPACIÓN: CONGRESO: IEEE ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE, PESC'04. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS PESC'04. ISBN: 0-7803-8399-0/0-7803-8400-8. LUGAR DE CELEBRACIÓN: AACHEN (ALEMANIA, AÑO: 2004).
- [T6] AUTORES: E. FIGUERES, J. M. BENAVENT, G. GARCERÁ, J. SANDÍA. TÍTULO: **"ROBUST AVERAGE CURRENT-MODE CONTROL OF BOOST DC-DC CONVERTERS"**. TIPO DE PARTICIPACIÓN: POSTER Y ARTÍCULO COMPLETO PUBLICADO EN PROCEEDING. CONGRESO: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, EPE'03. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS EPE'03. ISBN: 90-75815-07-7. LUGAR DE CELEBRACIÓN: TOULOUSE (FRANCIA), AÑO: 2003.

## A.2.2 Otras contribuciones

En una línea de investigación afin a la de la presente tesis, el autor, tanto en su actual etapa como miembro del *"Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales"* (GSEI) de la *Universidad Politécnica de Valencia*, como en la anterior etapa como investigador en la empresa *GH ELIN INTERNATIONAL*, ha participado en la elaboración de diferentes publicaciones relacionadas con la aplicaciones de técnicas de control avanzado a convertidores conmutados de potencia.

Otras contribuciones en revistas listadas en SCI y/o JCR.

- [T7] AUTORES: E. FIGUERES, G. GARCERÁ, J. M. BENAVENT, M. PASCUAL, J. A. MARTÍNEZ. TÍTULO: **"ADAPTIVE TWO LOOP VOLTAGE MODE CONTROL OF DC-DC SWITCHING CONVERTERS"**. REF. REVISTA/LIBRO: REVISTA IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. ISSN 0278-0046, VOLUMEN 53, PÁGINAS 239 A 253, AÑO 2006.
- [T8] AUTORES: G. GARCERÁ, E. FIGUERES, M. PASCUAL, J. M. BENAVENT. TÍTULO: **"ROBUST MODEL FOLLOWING CONTROL OF PARALLEL BUCK CONVERTERS"**. REF. REVISTA/LIBRO: REVISTA IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS. ISSN 0018-9251, VOLUMEN 40, PÁGINAS 983 A 997, AÑO 2004.

- [T9] AUTORES: G. GARCERÁ, E. FIGUERES, M. PASCUAL, J. M. BENAVENT. TÍTULO: "ANALYSIS AND DESIGN OF A ROBUST AVERAGE CURRENT MODE CONTROL LOOP FOR PARALLEL BUCK DC-DC CONVERTERS TO REDUCE LINE AND LOAD DISTURBANCE". REF. REVISTA/LIBRO: REVISTA IEE PROCEEDINGS- ELECTRIC POWER APPLICATIONS. VOLUMEN 151, PÁGINAS 414 A 424, AÑO 2004.

Otras contribuciones en congresos internacionales con  
"proceedings".

- [T10] AUTORES: D. CERVER, G. GARCERÁ, E. FIGUERES, J. M. BENAVENT, M. PASCUAL. TÍTULO: "ANALYSIS AND DESIGN OF A ROBUST MODEL-FOLLOWING CONTROL CIRCUIT FOR MULTIPLE-OUTPUT ISOLATED DC-DC CONVERTERS WITH CURRENT INJECTION CONTROL". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: IEEE ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE, PESC'04. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS PESC'04. ISBN: 0-7803-8399-0/0-7803-8400-8. LUGAR DE CELEBRACIÓN: AACHEN (ALEMANIA), AÑO: 2004.
- [T11] AUTORES: G. GARCERÁ, E. FIGUERES, M. PASCUAL, J. M. BENAVENT. TÍTULO: "NOVEL ANALOG ADAPTIVE THREE-LOOP AVERAGE CURRENT MODE CONTROL OF PARALLEL DC-DC CONVERTERS". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, CONTROL AND INSTRUMENTATION, IECON'02. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS IECON'02. ISBN: 0-7803-7475-4. LUGAR DE CELEBRACIÓN: SEVILLA (ESPAÑA), AÑO: 2002.
- [T12] AUTORES: E. FIGUERES, G. GARCERÁ, J. M. BENAVENT, J. A. MARTÍNEZ, A. ABELLÁN. TÍTULO: "NEW DUTY RATIO CONTROL OF SWITCHING CONVERTERS FOLLOWING A MODEL REFERENCE BASED SCHEME". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, CONTROL AND INSTRUMENTATION, IECON'02. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS IECON'02. ISBN: 0-7803-7475-4. LUGAR DE CELEBRACIÓN: SEVILLA (ESPAÑA), AÑO: 2002.
- [T13] AUTORES: A. ABELLÁN, J. M. BENAVENT, G. GARCERÁ, D. CERVER. TÍTULO: "FIXED FREQUENCY CURRENT CONTROLLER APPLIED TO SHUNT ACTIVE FILTERS WITH UPF CONTROL IN FOUR-WIRE POWER SYSTEMS". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, CONTROL AND INSTRUMENTATION, IECON'02. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS IECON'02. ISBN: 0-7803-7475-4. LUGAR DE CELEBRACIÓN: SEVILLA (ESPAÑA), AÑO: 2002.

- [T14] AUTORES: A. ABELLÁN, J. M. BENAVENT, E. FIGUERES, I. MIRÓ. TÍTULO: "A NEW COMBINED CONTROL METHOD FOR SHUNT ACTIVE FILTERS APPLIED TO FOUR-WIRE POWER SYSTEMS". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, EPE'01. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS EPE'01. LUGAR DE CELEBRACIÓN: GRAZ (AUSTRIA), AÑO: 2001.
- [T15] AUTORES: A. ABELLÁN, G. GARCERÁ, J. M. BENAVENT. TÍTULO: "A NEW CONTROL METHOD FOR OBTAINING REFERENCE CURRENTS OF SHUNT ACTIVE POWER FILTERS IN UNBALANCED AND NON-SINUSOIDAL CONDITIONS". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, ISIE'99. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS ISIE'99. ISBN: 0-7803-5662-4. LUGAR DE CELEBRACIÓN: BLED (ESLOVENIA), AÑO: 1999.
- [T16] AUTORES: G. GARCERÁ, E. FIGUERES, J. M. BENAVENT. TÍTULO: "ANALOG ADAPTIVE CURRENT INJECTED CONTROL OF DC-DC SWITCHING CONVERTERS WITH ROBUST DYNAMIC RESPONSE". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, CONTROL AND INSTRUMENTATION, IECON'98. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS IECON'98. ISBN: 0-7803-4503-7. LUGAR DE CELEBRACIÓN: AACHEN (ALEMANIA), AÑO: 1998.
- [T17] AUTORES: G. GARCERÁ, E. FIGUERES, J. M. BENAVENT. TÍTULO: "CURRENT MODE CONTROL WITH AUXILIARY CONTROLLER OF DC-DC SWITCHING BUCK CONVERTERS WITH ROBUST PERFORMANCE". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: EUROPEAN SPACE POWER CONFERENCE, ESPC'98. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS ESPC'98. ISBN: 92-9092-664-3. LUGAR DE CELEBRACIÓN: TARRAGONA (ESPAÑA), AÑO: 1998.
- [T18] AUTORES: E. J. DEDE, J. A. CARRASCO, J. M. BENAVENT, F. BORDRY, A. DUPAQUIER, A. FERRERES. TÍTULO: "ON THE DESIGN OF A HIGH FREQUENCY HIGH POWER FOUR QUADRANT POWER CONVERTER FOR SUPERCONDUCTING MAGNETS". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, EPE'97. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS EPE'97. LUGAR DE CELEBRACIÓN: TRONDHEIM (NORUEGA), AÑO: 1997.

[T19] AUTORES: J. A. CARRASCO, E. J. DEDE, J. M. BENAVENT, F. BORDRY, A. DUPAQUIER, A. FERRERES. TÍTULO: "A THREE DOMAIN CONTROLLER FOR A HIGH FREQUENCY HIGH POWER FOUR QUADRANT POWER CONVERTER FOR SUPERCONDUCTING MAGNETS". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: IEEE ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE, PESC'97. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS PESC'97. ISBN: 0-7803-3840-5. LUGAR DE CELEBRACIÓN: ST. LOUIS, MISSOURI (USA), AÑO: 1997

[T20] AUTORES: E. J. DEDE, G. GARCERÁ, J. M. BENAVENT, V. ESTEVE, J. A. CARRASCO, J. B. EJE. TÍTULO: "A ZVT CONVERTER FOR SUPERCONDUCTING CORRECTOR MAGNET APPLICATIONS". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: EUROPEAN PARTICLE ACCELERATOR CONFERENCE, EPAC'96. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS EPAC'96. ISBN: 0-7503-0386-7. LUGAR DE CELEBRACIÓN: SITGES (ESPAÑA), AÑO: 1996.

[T21] AUTORES: E. J. DEDE, G. GARCERÁ, V. ESTEVE, J. M. BENAVENT, J. A. CARRASCO, A. FERRERES. TÍTULO: "ON THE DESIGN OF A HIGH CURRENT POWER SUPPLY FOR SUPERCONDUCTING MAGNETS". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: IEEE ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE, PESC'96. PUBLICACIÓN: PROCEEDINGS PESC'96. ISBN: 0-7803-3500-7. LUGAR DE CELEBRACIÓN: BAVENO (ITALIA), AÑO: 1996.

Otras contribuciones en congresos internacionales con actas en editorial nacional.

[T22] AUTORES: E. FIGUERES, G. GARCERÁ, J. M. BENAVENT, D. CERVER. TÍTULO: "ANÁLISIS Y DISEÑO MEDIANTE PSPICE DEL CONTROL MODO CORRIENTE MEDIA APLICADO A SISTEMAS MODULARES DE ALIMENTACIÓN". TIPO DE PARTICIPACIÓN: POSTER. CONGRESO: SEMINARIO ANUAL DE AUTOMÁTICA, ELECTRÓNICA INDUSTRIAL E INSTRUMENTACIÓN, SAAEI'02. PUBLICACIÓN: ACTAS SAAEI'02. ISBN: 84-813-8514-X. LUGAR DE CELEBRACIÓN: ALCALÁ DE HENARES, MADRID (ESPAÑA), AÑO: 2002

[T23] AUTORES: E. FIGUERES, G. GARCERÁ, J. M. BENAVENT, A. ABELLÁN. TÍTULO: "APLICACIÓN DE TÉCNICAS DE CONTROL ROBUSTO AL DISEÑO DE LAZOS VMC DE CONVERTIDORES DC-DC CONMUTADOS". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: SEMINARIO ANUAL DE AUTOMÁTICA, ELECTRÓNICA INDUSTRIAL E INSTRUMENTACIÓN, SAAEI'02. PUBLICACIÓN: ACTAS SAAEI'02. ISBN: 84-813-8514-X. LUGAR DE CELEBRACIÓN: ALCALÁ DE HENARES, MADRID (ESPAÑA), AÑO: 2002

[T24] AUTORES: A. ABELLÁN, J. M. BENAVENT, A. QUIJANO, G. GARCERÁ. TÍTULO: "NUEVO CONTROL DE CORRIENTE PARA FILTROS ACTIVOS CON CONTROL UPF BASADO EN UNA GENERALIZACIÓN DEL VECTOR DE ESPACIO". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: SEMINARIO ANUAL DE AUTOMÁTICA, ELECTRÓNICA INDUSTRIAL E INSTRUMENTACIÓN, SAAEI'01. PUBLICACIÓN: ACTAS SAAEI'01. ISBN: 84-699-5676-0. LUGAR DE CELEBRACIÓN: MATANZAS (CUBA), AÑO: 2001.

Otras contribuciones en congresos nacionales

[T25] AUTORES: E. FIGUERES, G. GARCERÁ, J. M. BENAVENT. TÍTULO: "ESTUDIO DEL CONTROL ACC DE CONVERTORES CONMUTADOS MEDIANTE TÉCNICAS DE CONTROL ROBUSTO PARAMÉTRICO". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: SEMINARIO ANUAL DE AUTOMÁTICA, ELECTRÓNICA INDUSTRIAL E INSTRUMENTACIÓN, SAAEI'99. PUBLICACIÓN: ACTAS SAAEI'99. ISBN: 84-699-0923-1. LUGAR DE CELEBRACIÓN: MADRID (ESPAÑA), AÑO: 1999.

[T26] AUTORES: A. ABELLÁN, J. M. BENAVENT, J. A. MARTÍNEZ. TÍTULO: "FILTRO SHUNT ACTIVO DE POTENCIA TRIFÁSICO CON CONTROL UPF DE ALTAS PRESTACIONES EN SITUACIONES DESEQUILIBRADAS Y NO SENOIDALES DE CARGA Y ALIMENTACIÓN". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: SEMINARIO ANUAL DE AUTOMÁTICA, ELECTRÓNICA INDUSTRIAL E INSTRUMENTACIÓN, SAAEI'99. PUBLICACIÓN: ACTAS SAAEI'99. ISBN: 84-699-0923-1. LUGAR DE CELEBRACIÓN: MADRID (ESPAÑA), AÑO: 1999.

[T27] AUTORES: G. GARCERÁ, J. M. BENAVENT, E. FIGUERES. TÍTULO: "APLICACIÓN DE TÉCNICAS DE CONTROL ROBUSTO PARAMÉTRICO AL ESTUDIO DEL CONTROL MODO CORRIENTE DE CONVERTORES DC-DC PWM". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: SEMINARIO ANUAL DE AUTOMÁTICA, ELECTRÓNICA INDUSTRIAL E INSTRUMENTACIÓN, SAAEI'98. PUBLICACIÓN: ACTAS SAAEI'98. ISBN: 84-89654-11-5. LUGAR DE CELEBRACIÓN: PAMPLONA (ESPAÑA), AÑO: 1998.

[T28] AUTORES: E. J. DEDE, J. M. BENAVENT, J. A. CARRASCO, J. B. EGEA, A. FERRERES. TÍTULO: "DISEÑO DE UNA FUENTE DE CORRIENTE PARA EXCITACIÓN DE IMANES SUPERCONDUCTORES". TIPO DE PARTICIPACIÓN: PONENCIA. CONGRESO: SEMINARIO ANUAL DE AUTOMÁTICA, ELECTRÓNICA INDUSTRIAL E INSTRUMENTACIÓN, SAAEI'96. PUBLICACIÓN: ACTAS SAAEI'96. ISBN: 84-8499-565-8. LUGAR DE CELEBRACIÓN: ZARAGOZA (ESPAÑA), AÑO: 1996.



# A Control Circuit With Load-Current Injection for Single-Phase Power-Factor-Correction Rectifiers

Emilio Figueres, *Associate Member, IEEE*, José Manuel Benavent, Gabriel Garcerá, *Member, IEEE*, and Marcos Pascual, *Associate Member, IEEE*

**Abstract**—A load-current-injection control technique for boost-derived power-factor-correction (PFC) rectifiers with average current-mode control is proposed in this paper. By adding a load-current loop to the conventional inductor current loop, the output voltage response to load steps is speeded up, almost eliminating the typical voltage overshoots of this kind of converters. Although the techniques based on the load-current injection are traditionally called “load feedforward,” this paper shows that an additional feedback loop, which modifies the linear small-signal model of the converter, is also introduced. In order to validate the concept, a converter prototype working from a universal input line has been designed and tested, showing that a very fast dynamic response of PFC rectifiers may be achieved in a cost-effective way.

**Index Terms**—Current-mode control, power-factor-correction (PFC), rectifiers.

## NOMENCLATURE

$R_s, R'_s, \beta$	Current and voltage sensing gains, respectively.
$v_g$ and $v_o$	Rectified line voltage and rectifier output voltage, respectively.
$v_{ac}$ and $i_{ac}$	Line voltage and input current, respectively.
$i_L$	Inductor current.
$i_o$	Load current.
$i_{od}$	Part of $i_o$ that is independent of $v_o$ (load-current disturbance).
$v_{oref}$	Reference voltage.
$F_m$	Gain of the pulsewidth-modulation modulator.
$G_s(s)$	Transfer function of the inductor current regulator.
$G_v(s)$	Transfer function of the voltage regulator.
$T_i(s)$	Loop gain of the inner inductor current loop.
$T_v(s)$	Loop gain of the outer voltage loop.

$i_{gm}, v_{ff}, v_c, i_M$  Inputs and output of the multiplier/divider block (both  $i_M$  and  $i_{gm}$  are current signals in most power-factor-correction integrated circuits).

$v_{iLref}$  Reference signal for the inductor current control loop.

$K_v$   $= i_{gm}/v_g$ . Sensing gain of the rectified input voltage.

$K_{ff}$   $= v_{ff}/v_g$ . Voltage feedforward gain.

$R_m$   $= v_{iLref}/i_M$ .

$K_{LI}$  Load-current-injection gain.

In all cases,  $\hat{x}$  and  $X$  denote the small signal term and the steady-state value of variable  $x = X + \hat{x}$ , respectively.

## I. INTRODUCTION

**P**OWER-FACTOR-CORRECTION (PFC) rectifiers based on a boost converter are one of the most popular single-phase topologies used in practice to fulfil the current standards on power factor and input current distortion of power supplies, such as IEC 61 000-3-2 [1]. In order to achieve low harmonic distortion of the input current, a current-mode control scheme such as average current-mode control (ACC) [2]–[4] is generally used. From the control point of view, the main limitation of ACC-controlled PFC rectifiers is that the maximum crossover frequency of the voltage loop is about 20 Hz in order to properly attenuate the contents of the second line harmonic at the control signals [5]. Therefore, the response of the output voltage to load steps is generally slow.

Several methods have been proposed to overcome this problem, such as the ripple compensation approach [6], [7] or the use of digital controllers allowing the implementation of notch filters [8], [9]. The basis of those techniques is that, if the ripple at the frequency of the second line harmonic is removed from the control signals, the voltage loop gain crossover frequency can be increased, keeping low distortion of the input current. As a result, the dynamic response of the rectifier is faster. The drawback of those techniques is the need for relatively complex control circuits, which use additional multipliers/dividers, analog/digital circuits, digital controllers, etc. A robust model following the control technique derived from internal model control was recently proposed in [10]. By using that technique, the closed-loop output impedance of a PFC rectifier can be decreased from dc up to the crossover frequency of the voltage loop when compared to conventional ACC, so that the output voltage response to load changes is improved. A drawback of this technique is that the closed-loop output impedance is not

Manuscript received October 19, 2005; revised December 27, 2005. Abstract published on the Internet January 14, 2007. This work was supported by the Spanish Ministry of Science and Technology under Grant DPI 2003-06508-C02-02. An earlier version of this paper was presented at the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Dubrovnik, Croatia, June 20–23, 2005.

The authors are with the Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Valencia, 46022 Valencia, Spain (e-mail: efigueres@eln.upv.es).

Digital Object Identifier 10.1109/TIE.2007.891987

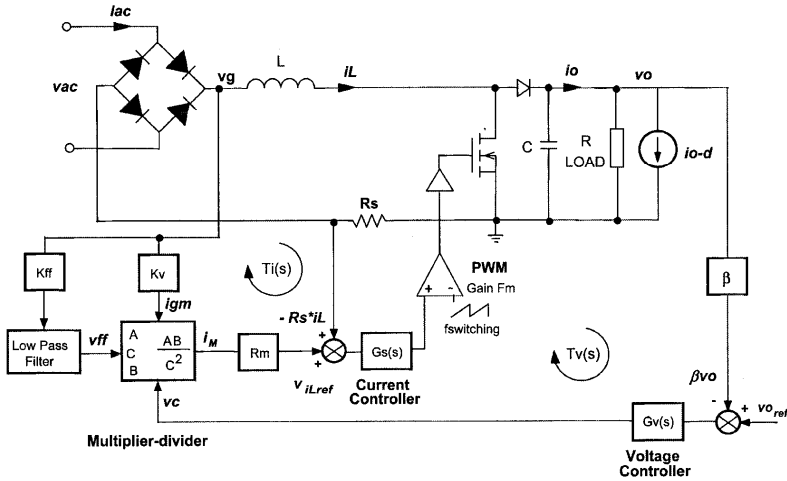


Fig. 1. ACC of a PFC rectifier.

improved for frequencies that are higher than the voltage loop crossover frequency, which is kept limited to about 20 Hz.

This paper proposes a quite different concept, introducing an ACC scheme with load-current injection ( $LI^2ACC$ ) applied to PFC rectifiers. The idea of  $LI^2ACC$  is to generate the steady-state value of the inductor current reference by means of an additional load-current control loop. It will be shown in the next sections that by means of the load-current injection, the slow dynamic response of the voltage loop is not an obstacle for fast response of the output voltage to load steps.

This technique, which is generally known as *load feedforward*, has been applied in other works to buck-derived converters [11], [12], but it has not been used for single-phase boost PFC rectifiers. The concept *load-current loop* or *load-current injection*, instead of simply *load feedforward*, is more accurate because generally the load-current depends in part on the output voltage, causing an additional feedback of a state variable in the control scheme, as it will be shown in the next sections. Note that the term *feedforward* implies that information is derived from an exogenous variable and not from a state variable.

The load-current injection presents some difficulties when applied to nonbuck-derived converters. For instance, in [13], a nonlinear technique implemented by means of a multiplier/divider controller is applied to boost dc-dc converters with peak current-mode control [14] and fast dynamics. A similar approach could be applied to ACC-controlled PFC rectifiers, but the need for an additional multiplier could be considered a disadvantage. To avoid this, a linear controller instead of a nonlinear circuit has been chosen to implement  $LI^2ACC$ .

An analytical study of  $LI^2ACC$  applied to PFC rectifiers is presented and validated by means of experimental measurements, which have been carried out on a 250-W prototype working from the universal input line.

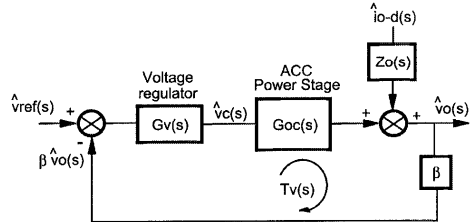
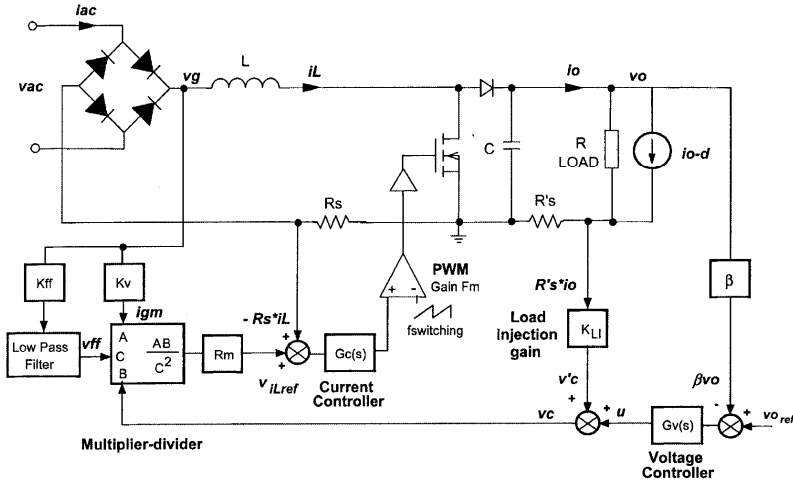


Fig. 2. Simplified block diagram of the ACC scheme.

## II. CONSIDERATIONS ABOUT CONVENTIONAL ACC OF BOOST PFC RECTIFIERS

Fig. 1 shows the well-known scheme of a typical boost PFC rectifier with ACC and feedforward of the rectified input voltage [2]. A fast inner current loop  $T_i(s)$  regulates the inductor current  $i_L$ , so that its average value during each switching period follows the rectified input voltage  $v_g$ . In this way, a unitary power factor is achieved. A slow outer voltage loop maintains the rectifier output voltage close to the reference  $v_{o\text{ref}}$  by properly modifying the control signal  $v_c$  for the inner current loop. With ACC, the output of the voltage controller is  $v_c$ . Taking into account that the steady-state value of  $v_c$  depends on the load current, in the presence of fast load changes, the control voltage cannot reach quickly its steady-state value because its response is strongly limited by the slow dynamics of the voltage controller.

As mentioned in Section I, the crossover frequency of the voltage loop is chosen intentionally low, so that  $v_c$  presents a small ripple at the frequency of the second line harmonic, avoiding the distortion of the line current.

Fig. 3. Scheme of the proposed LI<sup>2</sup>ACC.

As shown by Fig. 2, after closing the inner current loop  $T_i(s)$ , the voltage regulator  $G_v(s)$  must compensate an ACC power-stage transfer function  $G_{oc}(s) = \hat{v}_o(s)/\hat{v}_c(s)$ , which can be approximated by a linear small-signal first-order system [2], [4], as it is expressed by (1). Due to the action of the voltage feedforward path,  $G_{oc}(s)$  does not depend on the rectified input voltage  $V_g$ , i.e.,

$$G_{oc}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} \right|_{\hat{i}_{o-d}=0} \approx \frac{K_{oc}}{1 + \frac{s}{\omega_{poc}}} \quad (1a)$$

$$K_{oc} = \frac{K_v R_m}{\pi^2 K_H^2} \frac{1}{2V_o} \frac{R}{R_s} \quad (1b)$$

$$\omega_{poc} = \frac{2}{RC}. \quad (1c)$$

The load current can be split into two terms, as expressed by (2). The first term is a function of the output voltage without load changes around an operation point defined by  $R$ . The second term depends on the load variations and not on the output voltage, i.e.,  $i_{o-d} \neq i_{o-d}(v_o)$ , with  $i_{o-d}$  being the true exogenous variable for the control system, i.e.,

$$i_o = i_o(v_o) + i_{o-d} = \frac{v_o}{R} + i_{o-d}. \quad (2)$$

$Z_o(s)$  and  $i_{o-d}(s)$  in Fig. 2 are the ACC open-loop output impedance and the actual load disturbance, respectively. Equation (3) gives the expression of  $Z_o(s)$ , i.e.,

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{o-d}(s)} \right|_{\hat{v}_c=0} = -\frac{V_o}{V_g} \frac{K_2(s)(1+RCs)}{K_1(s)(1+RCs) + RK_2(s)} \quad (3a)$$

$$K_1(s) = \frac{V_g}{V_o} + \frac{V_o I_o}{V_g} F_m G_s(s) R_s \quad (3b)$$

$$K_2(s) = Ls + F_m G_s(s) R_s V_o. \quad (3c)$$

The stability of the voltage loop depends on the voltage loop gain  $T_v(s)$ , which is described by (4). A suitable expression of  $G_v(s)$  for conventional ACC is given by (5). The zero  $\omega_{zv}$  is generally chosen to cancel the dominant pole of the power stage  $G_{oc}(s)$ . In order to attenuate the second line harmonic at the control signals, the pole  $\omega_{pv}$  is placed around half the frequency of the low-frequency output voltage ripple, i.e., around the line frequency  $f_{line}$  (50 or 60 Hz). The gain  $\omega_{iv}$  is chosen, taking into account the desired crossover frequency  $f_{cv} = \omega_{cv}/2\pi$  of  $T_v(s)$ , which is typically chosen between 10 and 20 Hz.  $R$  is the load resistance around the operation point under consideration. Thus,

$$T_v(s) = G_v(s) \cdot G_{oc}(s) \cdot \beta \quad (4)$$

$$G_v(s) = \frac{\omega_{iv} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{zv}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{pv}}\right)} = \frac{\frac{\omega_{iv}}{K_{oc} \cdot \beta} \cdot \left(1 + s \frac{RC}{2}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{2\pi f_{line}}\right)}. \quad (5)$$

### III. LOAD-CURRENT-INJECTION ACC OF BOOST PFC RECTIFIERS

#### A. Description of the Proposed LI<sup>2</sup>ACC

Fig. 3 shows the scheme of the proposed LI<sup>2</sup>ACC, where  $v'_c$  is the "load following" control voltage that depends on the sensed load current,  $u$  is the output of the voltage controller,

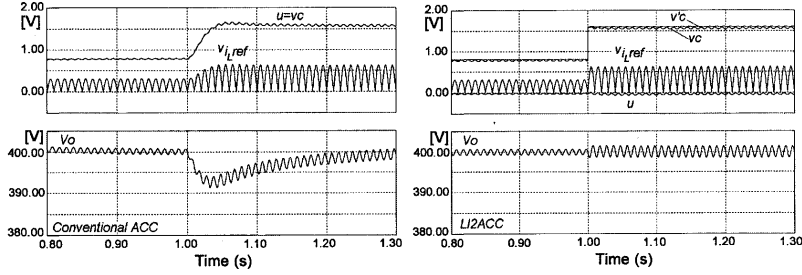


Fig. 4. Control signals of the PFC rectifier during a load step with both (left) ACC and (right) LI<sup>2</sup>ACC.

and  $v_c$  results from adding  $u$  to  $v'_c$ , as expressed by (6).  $K_{LI}$  is the gain of the load injection controller. Thus,

$$v_c = u + v'_c = u + K_{LI}R'_s i_o. \quad (6)$$

In the case of a PFC rectifier with voltage feedforward, the reference for the current loop  $v_{iL,ref}$  is calculated, as expressed by (7) in the following set of equations:

$$\begin{aligned} v_{iL,ref} &= R_m \frac{AB}{C^2} \\ &= R_m \frac{K_v v_g \cdot v_c}{K_{ff}^2 V_g^2} \\ &= R_m \frac{K_v v_g \cdot v_c}{\frac{8}{\pi^2} K_{ff}^2 V_{g,RMS}^2} \end{aligned} \quad (7)$$

$$V_{iL,ref,RMS} = \frac{R_m K_v}{\frac{8}{\pi^2} K_{ff}^2 V_{g,RMS}} \cdot V_c \quad (8)$$

$$R_s I_{L,RMS} = V_{iL,ref,RMS}. \quad (9)$$

By neglecting the ripple at  $v_c$  around its operation point, the following approximation can be done:  $v_c \approx V_c$ , with  $V_c$  being the average value of  $v_c$ . Therefore, the rms value of  $v_{iL,ref}$ , following (8), can be derived from (7), where  $V_{g,RMS}$  is the rms value of the rectified input voltage. A perfectly sinusoidal input voltage is supposed, so that  $V_g^2 = 8V_{g,RMS}^2/\pi^2$ , with  $V_g$  being the average value of  $v_g$ . Additionally, taking into account that the current loop is much faster than the voltage loop, it may be considered that the tracking of  $v_{iL,ref}$  is perfect at low frequency, so that (9) holds basically true.

The rms value of the inductor current  $I_{L,RMS}$  can be calculated by equating the input and output power of the rectifier, as expressed by (10). In (10), unity power factor and 100% converter efficiency have been assumed. The ripple at the output voltage has been neglected, i.e.,  $v_o \approx V_o$ . It is worth pointing out that the former expression is only valid in steady state and without power losses, but it may be considered a good approximation for the inductor current around its operation point. Thus,

$$I_{L,RMS} = \frac{V_o I_o}{V_{g,RMS}}. \quad (10)$$

By combining (8), (9), and (10) and solving for  $V_c$ , (11) results, which is an estimation of the control voltage as a function of the load current in steady state. From (6) and (11), if the value of the load injection gain  $K_{LI}$  is chosen following (12), the steady-state values of  $v_c$  and of  $v'_c$  will agree, with  $u$  being near zero in steady state, i.e.,

$$V_c(I_o) = \frac{\frac{8}{\pi^2} K_{ff}^2 R_s V_o}{R_m K_v} \cdot I_o \quad (11)$$

$$K_{LI0} = \frac{\frac{8}{\pi^2} K_{ff}^2 R_s V_o}{R_m K_v R'_s} \neq K_{LI}(R). \quad (12)$$

Note that the chosen value of the load injection gain  $K_{LI0}$  does not depend on  $R$  and that  $V_o$  is a constant value if variations of the output voltage are not intended. In the case of the so-called “boost follower” PFC rectifiers [15], the output voltage is modified, following the value of the line voltage to improve the rectifier efficiency, so that (11) would be a nonlinear function of  $I_o$  and  $V_o$ . In such a case, an additional multiplier would be needed to generate  $v'_c$  from the measurements of  $i_o$  and  $v_o$ . The approach proposed in this paper assumes a constant output voltage, which is the case of most PFC rectifiers, so that  $V_o$  is only used to calculate the value of  $K_{LI0}$ , following (12). The advantage of this approach is that an additional multiplier is avoided.

To illustrate the operation principle of the proposed technique, Fig. 4 shows the evolution of the main control signals for both ACC and LI<sup>2</sup>ACC during a load step from 80 to 160 W. Fig. 5 also shows the response of the output voltage in both cases. Due to the load feedforward effect, the output  $u$  of the voltage controller with LI<sup>2</sup>ACC practically does not change after the load step, providing the load controller, the fast transient response, and the steady-state value of the control voltage  $v_c$ . On the contrary, the dynamic response of the control voltage only depends on the voltage controller with conventional ACC, resulting in a slower response. It is worth pointing out that the actual values of  $v_c$  and  $v'_c$  suffer from little differences in a practical converter because of nonmodeled facts, such as power losses, components tolerances, and offsets introduced by the multiplier-divider. Thus,  $u = v_c - v'_c$  will not be zero in practice, but it will undergo only small changes at load transients.

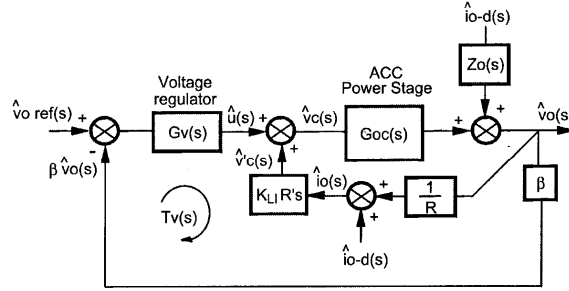


Fig. 5. Small-signal model of LI²ACC.

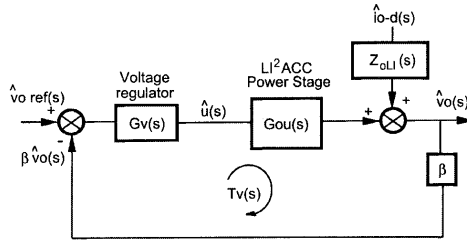
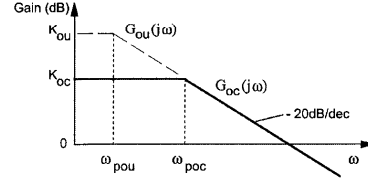


Fig. 6. Simplified block diagram of the LI²ACC scheme.

Fig. 7. Asymptotic Bode plots (gain and decibels) of  $G_{oc}(j\omega)$  and  $G_{ou}(j\omega)$ .

### B. Small-Signal Model of LI²ACC

In order to show the effects of LI²ACC on the stability and on the dynamic response of the PFC rectifier, a small-signal study has been carried out with the help of the scheme presented in Fig. 5. This scheme can be easily obtained by adding the load-current loop to the block diagram shown in Fig. 2. Note that a positive feedback loop is introduced by LI²ACC when the rectifier powers a resistive load. After some block algebra, the simplified scheme of Fig. 6 results, where  $G_{ou}(s)$  is the modified ACC power stage and  $Z_{oLI}(s)$  is the LI²ACC open-loop output impedance. The analytical expressions of  $G_{ou}(s)$  and of  $Z_{oLI}(s)$  are shown by the following:

$$G_{ou}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{u}(s)} \right|_{\hat{i}_{o-d}=0} = \frac{G_{oc}(s)}{1 - \frac{K_{LI}R'_s}{R}G_{oc}(s)} = \frac{K_{ou}}{1 + \frac{s}{\omega_{pou}}} \quad (13a)$$

$$K_{ou} = \frac{K_{oc}}{1 - \frac{K_{LI}R'_s}{R}K_{oc}} \quad (13b)$$

$$\omega_{pou} = \omega_{poc} \left( 1 - \frac{K_{LI}R'_s}{R}K_{oc} \right) \quad (13c)$$

$$Z_{oLI}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{od}(s)} \right|_{\hat{u}=0} = \frac{K_{LI}R'_sG_{oc}(s) + Z_o(s)}{1 - \frac{K_{LI}R'_s}{R}G_{oc}(s)} \quad (14)$$

respectively.

TABLE I  
EXPRESSIONS OF THE CHOSEN REGULATORS

$G_v(s)$	$\frac{100000}{s} \frac{1+s/15000}{1+s/300000}$	$f_{cv}=15\text{kHz}$
$G_d(s)$	$\frac{60}{s} \frac{1+s/8}{1+s/120}$	$f_{cv}=10\text{Hz}$
$K_{LI}=K_{LI0}$	20	

In spite of the positive feedback introduced by LI²ACC,  $G_{ou}(s)$  is an open-loop stable transfer function if  $\omega_{pou} > 0$  [16]. This fact is achieved by condition (15), i.e., if  $K_{LI} < 2K_{LI0}$ . Thus, for  $K_{LI} = K_{LI0}$ , an open-loop stable  $G_{ou}(s)$  results, i.e.,

$$1 > \frac{K_{LI}R'_s}{R}K_{oc} = \frac{K_{LI}}{2K_{LI0}} \Leftrightarrow K_{LI} < 2K_{LI0} \quad (15)$$

Note that the same factor  $(1 - K_{LI}R'_sK_{oc}/R)$  affects both  $K_{ou}$  and  $\omega_{pou}$ , so that the Bode diagrams of  $G_{oc}(s)$  and of  $G_{ou}(s)$  agree at the medium-frequency range, as shown by Fig. 7. Thus, the same voltage controller  $G_v(s)$  can be used for both ACC and LI²ACC if the intended crossover frequency of the voltage loop is inside the frequency range where  $G_{oc}(s)$  and  $G_{ou}(s)$  agree. It is worth pointing out that the same limitations related to the contents of the second line harmonic at the control signals are applicable to both LI²ACC and ACC, so that the crossover frequency of the voltage loop is limited in both cases.

An interesting feature of LI²ACC is that the open-loop output impedance is significantly improved with respect to ACC

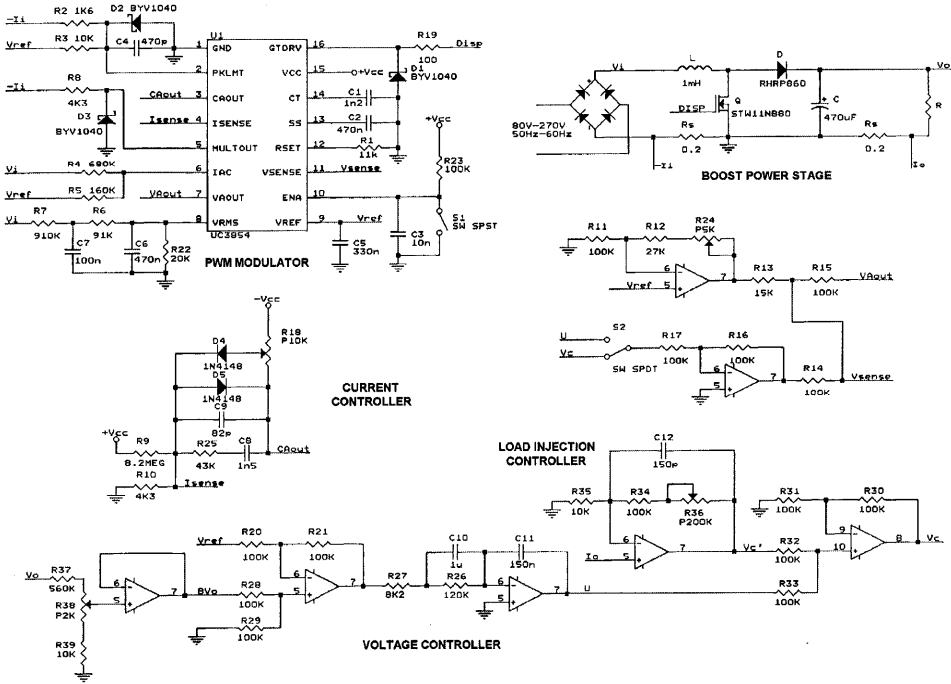


Fig. 8. Schematic of the experimental prototype.

because the load changes are compensated by the load-current loop, as will be shown in Section IV. The resulting closed-loop output impedance is described by

$$Z_{oLI_{CL}} = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{od}(s)} \right|_{\hat{u} \neq 0} = \frac{Z_{oLI}(s)}{1 + \beta G_v(s) G_{ou}(s)}. \quad (16)$$

#### IV. SAMPLE DESIGN AND EXPERIMENTAL RESULTS

Both the conventional ACC and the proposed LI<sup>2</sup>ACC schemes have been applied to a boost PFC rectifier with the following values of the power-stage elements and gains:  $V_{ac} = 85\text{--}265 \text{ V}_{RMS}$ ,  $f_{line} = 50 \text{ Hz}$ ,  $V_o = 400 \text{ V}$ ,  $P_o = 250 \text{ W}$ ,  $L = 1 \text{ mH}$ ,  $C = 470 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $f_{switching} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_s = 0.2 \text{ }\Omega$ ,  $\beta = 0.0125$ ,  $K_v = 1.47 \text{ }\mu\text{A/V}$ ,  $K_{ff} = 17.63 \cdot 10^{-3}$ ,  $R_m = 4.3 \text{ K}\Omega$ ,  $F_m = 0.19 \text{ V}^{-1}$ , and  $R'_s = 0.2 \text{ }\Omega$ . Table I shows the expressions of the chosen current and voltage controllers  $G_s(s)$  and  $G_v(s)$ , respectively. The same controllers are used for ACC and for LI<sup>2</sup>ACC, achieving in both cases a crossover frequency of the current and the voltage loop of about  $f_{c-i} = 15 \text{ kHz}$  and  $f_{c-v} = 10 \text{ Hz}$ , respectively. Table I also shows the value of the chosen  $K_{LI}$  for LI<sup>2</sup>ACC, following (12). The schematic of the experimental prototype is shown in Fig. 8. Switch S2 allows

closing the voltage loop with ACC (S2 up) or with LI<sup>2</sup>ACC (S2 down).

All the experimental measurements have been carried out by means of a real-time signal analyzer YOKOGAWA SA2400 and represented with Matlab software, both in time and frequency domains. Fig. 9 shows the Bode plots (decibels and degrees) of the theoretical and experimental controls to output transfer functions both for ACC and LI<sup>2</sup>ACC,  $G_{oc}(s)$  and  $G_{ou}(s)$ , respectively. The measurements conditions are  $P_o = 250 \text{ W}$  and  $V_{ac} = 220 \text{ V}_{RMS}$ .

As expected, the experimental and theoretical curves agree, demonstrating that the load injection modifies the small-signal response of the converter, so that it should not be considered as just a feedforward loop.

Fig. 10 shows the Bode plots (gain and decibels) of the measured closed-loop output impedance with both ACC and LI<sup>2</sup>ACC. The improvement with LI<sup>2</sup>ACC is of about 20 dB at 220 V and 15 dB at 110 V in a wide range of frequencies. Note that the closed-loop output impedance is much lower with LI<sup>2</sup>ACC than with ACC, not only at low frequency but also at frequencies higher than  $f_{c-v}$ . Therefore, the peak output impedance is reduced, improving the initial response of the output voltage to load steps. From the point of view of the control performance, this is the main improvement achieved by

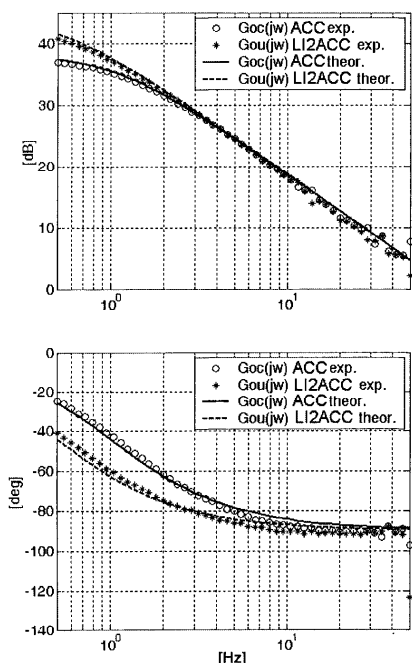


Fig. 9. Bode plots (gain, decibels and phase, and degrees) of the analytical and the measured control to output response with ACC,  $G_{oc}(j\omega)$  and with  $LI^2ACC$ ,  $G_{on}(j\omega)$ .

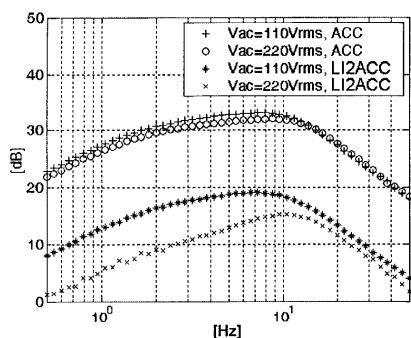


Fig. 10. Module (in decibels) of the measured closed-loop output impedance with both ACC and  $LI^2ACC$ .  $P_o = 250$  W.

$LI^2ACC$  with respect to other control schemes proposed in the past [6]–[10].

Although the output impedance with  $LI^2ACC$  theoretically does not depend on the line voltage, in practice, the efficiency of the converter is worst at low line because the converter

suffers from larger conduction losses, so that the assumed 100% efficiency from which (10) has been derived is more inaccurate at 110 V than at 220 V. That means that a bigger part of the control voltage  $v_c = v'_c + u$  is provided by the slow voltage regulator ( $u$  signal) at 110 V than at 220 V. This fact explains that the output impedance with  $LI^2ACC$  is smaller at 220 V than at 110 V, as shown by Fig. 10. Therefore, at 110 V, the response of the output voltage to load steps is expected to be a bit slower than that at 220 V.

Fig. 11 shows the comparative experimental response of the output voltage to a load step from 80 to 160 W ( $V_{ac} = 220$  V<sub>RMS</sub> and 110 V<sub>RMS</sub>) with both ACC and  $LI^2ACC$ . Note that the transient voltage drop practically disappears with  $LI^2ACC$  at 220 V<sub>RMS</sub> [Fig. 11(c)]. The improvements in terms of settling time  $t_{st}$  and the peak of the output voltage deviation  $\Delta V_o$  from the intended value are summarized in Table II. For the reasons explained in the previous paragraph, the response of  $LI^2ACC$  to load steps is not so fast for low values of the input voltage, being in any case much better than the response, in the same conditions compared with that of conventional ACC. Fig. 12 shows both the step-up and step-down response of the output voltage to load steps from 125 to 250 W (50%–100% full load) and vice versa. The improvement achieved by  $LI^2ACC$  is similar in both cases.

In order to show that  $LI^2ACC$  does not affect the harmonic contents of the input current, the line voltage  $v_{ac}$  and the input current  $i_{ac}$  with both ACC and  $LI^2ACC$  ( $V_{ac} = 220$  V<sub>RMS</sub> and  $P_o = 250$  W) have been measured and represented in Fig. 13. Fig. 14 shows the normalized harmonics of  $i_{ac}$  with both control schemes. Similar results have been obtained with low values of the input voltage. Note that no significant differences between ACC and  $LI^2ACC$  are remarkable, so that their performance from the line point of view is similar. In other words, the reported improvement of the output voltage response is achieved with no additional distortion of the line current.

## V. CONCLUSION

$LI^2ACC$ , a control loop which uses the load injection concept has been analyzed and applied to a 250-W PFC rectifier. It has been shown that, by using the load-current loop, a very fast response of the output voltage to large load steps is achieved, significantly reducing the voltage overshoots during load changes.

$LI^2ACC$  introduces both feedback and feedforward effects. A small-signal study has been carried out, showing that, with resistive loads, a positive feedback that modifies the small-signal response of the rectifier appears. In spite of the positive feedback, the control to the output transfer function with  $LI^2ACC$  is open-loop stable by properly choosing the gain of the load injection controller. Detailed expressions of both the modified control to the output transfer function and the output impedance with  $LI^2ACC$  have been presented. Conditions for stability have also been explained.

In spite of the nonlinear relationship between the control voltage and the output variables (current and voltage) of a boost PFC rectifier, it has been shown that a linear load injection controller can be implemented if the output voltage is regulated

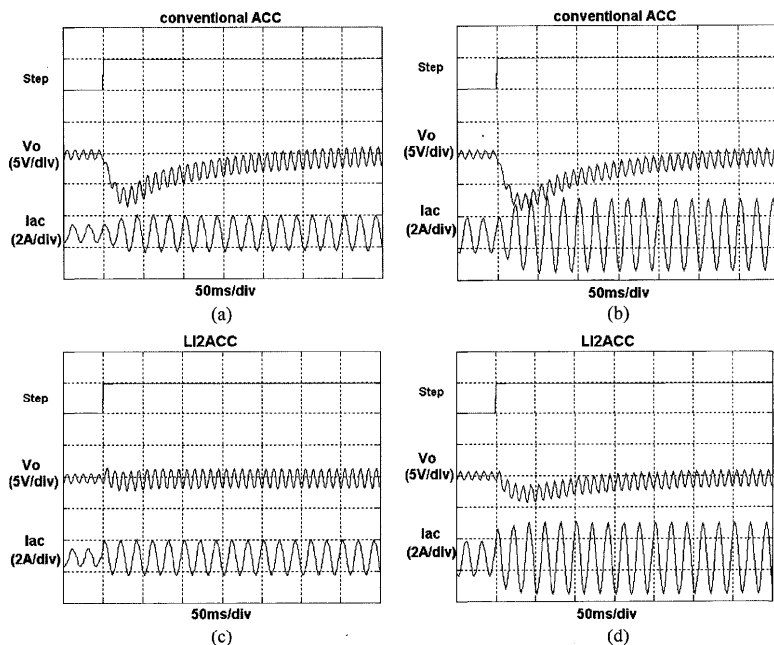


Fig. 11. Experimental response of the PFC rectifier output voltage to a load step from 80 to 160 W. (a) ACC,  $V_{ac} = 220$  V<sub>RMS</sub>. (b) ACC,  $V_{ac} = 110$  V<sub>RMS</sub>. (c) LI<sup>2</sup>ACC,  $V_{ac} = 220$  V<sub>RMS</sub>. (d) LI<sup>2</sup>ACC,  $V_{ac} = 110$  V<sub>RMS</sub>.

TABLE II  
SUMMARY OF IMPROVEMENTS ACHIEVED BY LI<sup>2</sup>ACC

$V_{ac} (RMS)$	ACC		LI <sup>2</sup> ACC	
	110V	220V	110V	220V
$t_{tr}$	220ms	200ms	110ms	=0
$\Delta V_o$	9V	8V	4.2V	0.5V

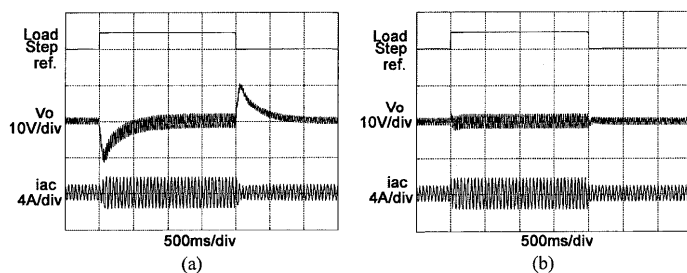


Fig. 12. Step-up and step-down response of the output voltage to load steps from 125 to 250 W and vice versa. (a) ACC,  $V_{ac} = 220$  V<sub>RMS</sub>. (b) LI<sup>2</sup>ACC,  $V_{ac} = 220$  V<sub>RMS</sub>.



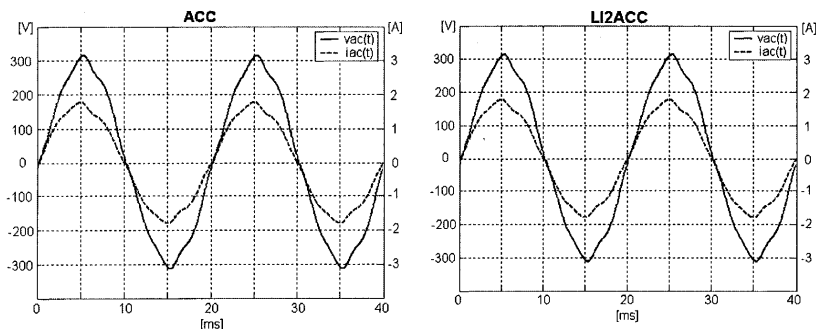


Fig. 13. Experimental measurements of the line voltage and the input current in steady state ( $V_{ac} = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ , and  $P_o = 250 \text{ W}$ ).

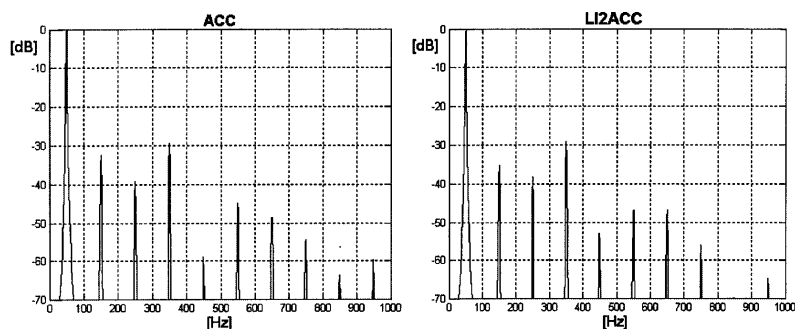


Fig. 14. Experimental measurement of the input current harmonics with both ACC and  $\text{LI}^2\text{ACC}$  ( $V_{ac} = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ , and  $P_o = 250 \text{ W}$ ).

to be constant, eliminating the need for an additional multiplier circuit. However, the proposed solution would not be valid if output voltage variations are intended, as it would be the case of the so-called boost follower PFCs.

The proposed technique can be easily implemented by using any standard control integrated circuit for PFC and some operational amplifiers, resulting in a cost-effective solution for the improvement of the dynamic response of modern rectifiers.

#### REFERENCES

- [1] *Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 3: Limits-Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current < 16 A per Phase)*, IEC 61000-3-2, 1998.
- [2] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Norwell, MA: Kluwer, 2000, ch. 18.
- [3] W. Tang, R. Ridley, and F. C. Lee, "Small signal modelling of average current-mode control," in *Proc. IEEE APEC*, 1992, pp. 747–755.
- [4] F. A. Huliehel, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Small-signal modeling of the single-phase boost high power factor converter with constant frequency control," in *Proc. IEEE PESC*, 1992, pp. 475–482.
- [5] Z. M. Jovanovic, "Design trade-offs in continuous current-mode controlled boost power factor correction circuits," in *Proc. HFPC*, 1992, pp. 209–220.
- [6] M. O. Eissa, S. B. Leeb, G. C. Verghese, and A. M. Stankovic, "A fast analog controller for a unity-power factor AC/DC converter," in *Proc. IEEE APEC*, 1994, pp. 551–555.
- [7] S. Wall and R. Jackson, "Fast controller design for practical power-factor correction systems," in *Proc. IEEE IECON*, 1993, pp. 1027–1032.
- [8] A. Prodic, J. Chen, R. W. Erickson, and D. Maksimovic, "Digitally controlled low-harmonic rectifier having fast dynamics responses," in *Proc. IEEE APEC*, 2002, pp. 476–482.
- [9] S. Buso, P. Mattavelli, L. Rossetto, and G. Spiazzi, "Simple digital control improving dynamic performance of power factor preregulators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 814–823, Sep. 1998.
- [10] E. Figueres, J. M. Benavent, G. Garcera, and M. Pascual, "Robust model following control of power factor correction rectifiers with fast dynamic response," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 66–76, Feb. 2005.
- [11] N. O. Sokal and R. Redl, "Near-optimum dynamic regulation of dc-dc converters using feed-forward of output current and input voltage with current-mode control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PEL-1, no. 3, pp. 181–192, Jul. 1986.
- [12] A. Soto, P. Alou, J. A. Cobos, and J. Uceda, "High input voltage (48 V) multiphase VRM with feed-forward of the load current for fast dynamics," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2004, pp. 747–752.
- [13] S. Hiti and D. Borojovic, "Robust nonlinear control for boost converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 651–658, Nov. 1995.
- [14] R. B. Ridley, "A new, continuous-time model for current-mode control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 271–280, Apr. 1991.
- [15] M. O'Loughlin, "UCC3819 250 W Power Factor Corrected (PFC) boost follower preregulator design," Texas Instruments, Dallas, TX, Ref. Des. SLUA269, Jul. 2002.
- [16] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 4th ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2002.



**Emilio Figueres** (S'98–A'00) received the M.Sc. degree from the Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse (ENSEEIH), Toulouse, France, in 1995, and the Dr. Ingeniero Industrial (Ph.D.) degree from the Universidad Politécnica de Valencia (UPV), Valencia, Spain, in 2001.

He has collaborated with industrial companies in the design of power supplies for particle accelerator superconducting magnets (GH Group and JEMA), induction heating (GH Group), motor drives and active filters for power-factor-correction (Power Electronics SL), and power supplies for audio systems (DAS Audio and VMB). At the end of 1996, he joined the Department of Electronic Engineering, UPV, where he is currently an Associate Professor. Since 2004, he has been the Deputy Director for R&D activities in the Department of Electronic Engineering, UPV. His research interests include modeling and control of power converters, distributed power generation, and power-factor-correction techniques.

Dr. Figueres is a member of the IEEE Power Electronics and IEEE Industrial Electronics Societies.



**Gabriel Garcerá** (S'97–A'99–M'04) was born in Valencia, Spain, in 1968. He received the Ingeniero de Telecomunicación (M.Sc.) and Dr. Ingeniero de Telecomunicación (Ph.D.) degrees from the Universidad Politécnica de Valencia (UPV), Valencia, in 1993 and 1998, respectively.

From 1993 to 1995, he was with the R&D Department, GH ELIN International, where he was involved in the design of high-current switch-mode power supplies for particle accelerator superconducting magnets. At the end of 1995, he joined the Department of Electronic Engineering, UPV, where he is currently an Associate Professor and the Head of the Industrial Electronic Systems Group (GSEI). His research interests include power converter modeling and control, robust control of switching converters, soft-switching energy conversion, power-factor-correction circuits, and uninterruptible power supplies.

Dr. Garcerá is a member of the Spanish Association of Telecommunications Engineers. Since 2004, he has been an Associate Editor of the IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS.



**José Manuel Benavent** was born in Valencia, Spain, in 1968. He received the Ingeniero Técnico Industrial (B.S.) degree from the Universidad Politécnica de Valencia (UPV), Valencia, in 1991, and the Electronic Engineer (M.Sc.) degree from the University of Valencia, Valencia, in 2001. He is currently working toward the Ph.D. degree at the UPV.

From 1993 to 1996, he was with the R&D Department, GH ELIN International, where he was involved in the design of high-current switch-mode power supplies. At the end of 1996, he joined the Department of Electronic Engineering, UPV, where he is currently an Assistant Professor. His research interests include power converter modeling and control, robust control of dc–dc converters, and power-factor-correction circuits.



**Marcos Pascual** (S'01–A'04) was born in Alcoy, Spain, in 1972. He received the B.S. and M.Sc. degrees from the Universidad Politécnica de Valencia (UPV), Valencia, Spain, in 1994 and 1998, respectively. He is currently working toward the Ph.D. degree at the UPV.

In 1998, he joined the Department of Electronic Engineering, UPV, where he is currently an Assistant Professor. His research interests include modeling and control of dc–dc and resonant power converters.

# Robust Control of Power-Factor-Correction Rectifiers With Fast Dynamic Response

Emilio Figueres, *Associate Member, IEEE*, Jose-Manuel Benavent, Gabriel Garcera, *Associate Member, IEEE*, and Marcos Pascual, *Associate Member, IEEE*

**Abstract**—This paper proposes a new robust control technique for single-phase boost high-power-factor rectifiers. The proposed circuit significantly improves the dynamic response of the converter to load steps without the need of a high crossover frequency of the voltage loop, so that a low distortion of the input current is easily achieved. A 250-W power-factor-correction rectifier with the proposed control scheme has been designed and implemented, validating the concept both analytically and experimentally.

**Index Terms**—High-power-factor rectifiers, robust control.

## I. INTRODUCTION

THE power-factor-correction (PFC) rectifiers based on a boost converter are one of the most popular topologies providing input-line harmonics in accordance with harmonic distortion standards, like IEC 6100-3-2 [1]. Typically, low harmonic distortion is achieved by using average current-mode control (ACC) [2], [3], with a bandwidth of the voltage loop limited to about 20 Hz in order to properly attenuate the second line harmonic (100 or 120 Hz) that appears at the output voltage of the converter [4], [5]. As a result, the dynamic response of the output voltage to load changes is slow.

In the last years, several techniques have been proposed to overcome this problem, like the ripple compensation approach [6], [7] or the use of digital controllers allowing the implementation of notch filters [8], [9]. The basis of those methods is to eliminate the ripple at the frequency of the second line harmonic from the control signals in order to increase the voltage loop crossover frequency. Therefore, the dynamic response of the converter improves keeping a low distortion of the input current. Nevertheless, the main drawback of those solutions is that they all significantly increase the complexity of the control circuit, by adding multipliers/dividers, A/D circuits, digital controllers implemented on digital signal processors (DSPs), field-programmable gate arrays (FPGAs), etc.

This paper proposes a new robust model-following ACC scheme (RMFACC) with a high disturbance rejection and an analog implementation applied to boost PFC rectifiers. RMFACC overcomes the limitations of three-controller robust ACC (3CRACC), a robust control loop for multimodule buck-derived

dc-dc converters proposed by the authors in [10]. The dynamic characteristics of 3CRACC depend on a reference model, which is the inverse transfer function of a nominal model of the power stage. Therefore, the reference model in 3CRACC is high pass and it amplifies the switching ripple at the converter output voltage [10], so that this technique is difficult to apply to nonbuck derived converters because of their load dependent output ripple. In the case of a PFC rectifier, the amplification of the output voltage ripple would be specially disturbing, because the second line harmonic present at the control signals would be amplified. Reference models are also used by other robust control techniques, like internal model control (IMC) [11], [12].

The advantages of the proposed control loop applied to PFC rectifiers are the following.

- 1) RMFACC uses a reference model that has a low-pass nature, so that the output voltage ripple is not amplified as in the case of 3CRACC. Therefore, the contents of the second line harmonic present at the control signals is similar to that of conventional ACC, so that a low input current distortion can be achieved.
- 2) RMFACC decreases significantly the closed-loop output impedance of the PFC rectifier at low frequencies. Hence, the dynamic response of the output voltage to load steps is faster.
- 3) The improvement of the closed-loop output impedance is achieved without the need of a high crossover frequency of the voltage control loop. Therefore, it is easy to sufficiently attenuate the second line harmonic at the control signals to achieve a low distortion of the input current.
- 4) RMFACC does not add significant complexity to the control circuits when compared with the second harmonic elimination techniques.

The proposed control method for PFC converters is useful in those applications requiring the fastest response of the output voltage to load steps. For instance, the input section of an uninterruptible power system (UPS), distributed power supply systems for telecom and computer applications [13], etc.

A 250-W PFC rectifier based on a boost converter with RMFACC has been designed and implemented, validating the concept both analytically and experimentally.

## II. DESCRIPTION OF RMFACC APPLIED TO PFC RECTIFIERS

### A. Small-Signal Model of an ACC-Controlled PFC Rectifier

Fig. 1 shows the aspect of the ACC scheme of a typical boost PFC rectifier with feedforward of the rectified input voltage.

Manuscript received December 29, 2003; revised March 11, 2004. Abstract published on the Internet November 10, 2004. This work was supported by the Spanish Ministry of Science and Technology under Grant DPI 2003-06508-C02-02 and by the "Programa de incentivo a la investigación" of the Universidad Politécnica de Valencia.

The authors are with the Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Valencia, 46022 Valencia, Spain (e-mail: efigueres@eln.upv.es).

Digital Object Identifier 10.1109/TIE.2004.841138

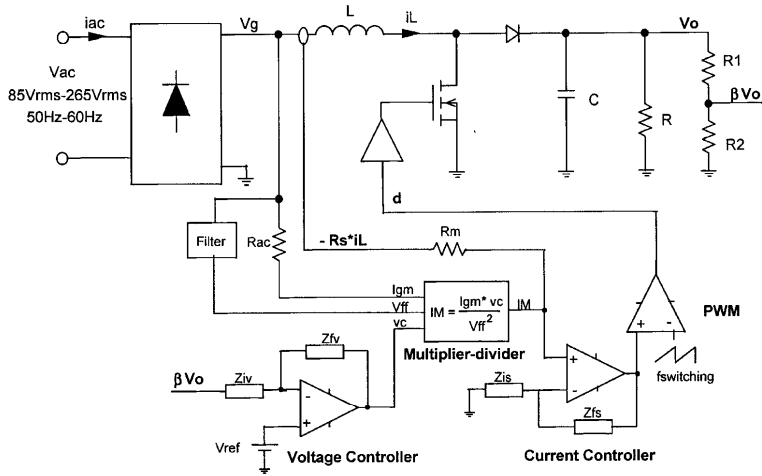


Fig. 1. Schematic of a typical PFC rectifier with ACC.

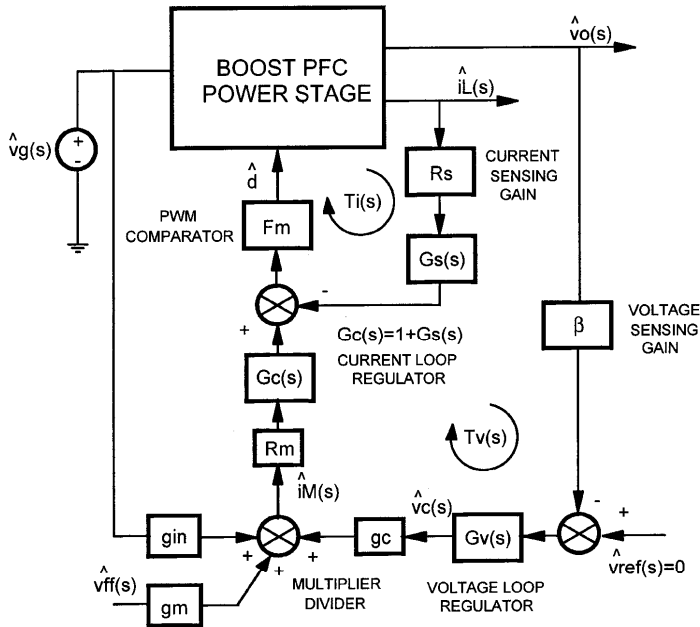


Fig. 2. Small-signal model of the PFC rectifier.

Fig. 2 shows a linear small-signal model of the ACC-controlled boost PFC rectifier derived from [3], where

$R_s, \beta$

current and voltage sensing gains, respectively;

$\hat{v}_g(s), \hat{v}_o(s)$

$\hat{i}_L(s)$   
 $V_{ref}$

rectified input voltage and output voltage;  
inductor current;  
reference voltage;

TABLE 1  
GAINS ASSOCIATED WITH THE MULTIPLIER-DIVIDER BLOCK

$K_{ac}$	$K_{ff}$	$g_c$	$g_{in}$	$g_m$
$\frac{i_{gm}(t)}{v_g(t)} = \frac{1}{R_{ac}}$	$\frac{V_{ff}}{V_{g-DC}} \approx \frac{V_{ff}}{V_{c-RMS}}$	$\frac{K_{ac} V_{c-RMS}}{V_{ff}^2} \approx \frac{K_{ac}}{K_{ff}^2 \cdot V_{c-RMS}}$	$\frac{K_{ac} V_c}{V_{ff}^2}$	$-2 \frac{I_M}{V_{ff}}$

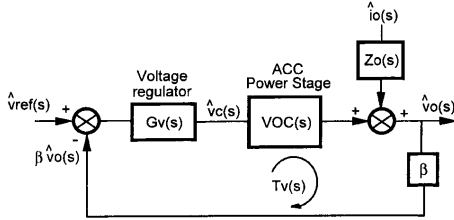


Fig. 3. Block diagram of ACC.

$F_m$	gain of the PWM modulator;
$G_s(s)$	$= Z_{fs}(s)/Z_{is}(s)$ , $G_c(s) = 1 + G_s(s)$ transfer functions associated with the current regulator;
$G_v(s)$	$= Z_{fv}(s)/Z_{iv}(s)$ transfer function of the voltage regulator;
$T_i(s)$	loop gain of the inner current loop;
$T_v(s)$	loop gain of the outer voltage loop;
$\hat{i}_{gm}(s), \hat{v}_{ff}(s), \hat{v}_c(s), \hat{i}_M$	inputs/output of the multiplier-divider block (small signal);
$I_{gm}, V_{ff}, V_c, I_M$	inputs/output of the multiplier-divider block (steady state);
$g_{in}, g_c, g_m$	equivalent gains of the multiplier-divider small-signal model.

Table I summarizes the value of the multiplier-divider block gains.

After closing the inner current loop  $T_i(s)$ , the voltage regulator  $G_v(s)$  must compensate an ACC power stage transfer function  $VOC(s) = \hat{v}_o(s)/\hat{v}_c(s)$ , which can be approximated by a first-order system [2], [3], as shown by Fig. 3.  $Z_o(s) = \hat{v}_o(s)/\hat{i}_o(s)|_{\hat{v}_c=0}$  and  $\hat{i}_o$  are the ACC open-loop output impedance and the load disturbance, respectively. A first-order approximation of  $VOC(s)$  can be derived from [3] by neglecting the high-frequency dynamics, as (1) expresses. Due to the action of the feedforward path,  $VOC(s)$  doesn't depend on the input voltage  $V_g$ . Note that both  $K_{ac}$  and  $K_{ff}$  are constant

$$VOC(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} \Big|_{\hat{i}_o=0} \approx \frac{K_{ac} \cdot R_m}{K_{ff}^2} \cdot \frac{1}{2V_o} \cdot \frac{\frac{R}{R_s}}{1 + \frac{R}{R_s} s}. \quad (1)$$

The stability of the control system is given by the voltage loop gain,  $T_v(s)$ , following (2). The closed-loop output impedance  $Z_{ocl}(s)$  is expressed by (3), where  $S(s) = 1/(1 + T_v(s))$  is the so-called sensitivity function [14], [15], being  $|S(j\omega)| < 1$  up to the crossover frequency of the voltage loop,  $f_{cv}$ , and  $|S(j\omega)| \approx 1$  at frequencies higher than  $f_{cv}$ .  $S(s)$  expresses the disturbance rejection, being a powerful index to analyze the robust performance of a control system

$$T_v(s) = G_v(s) \cdot VOC(s) \cdot \beta \quad (2)$$

$$Z_{ocl-ACC}(s) = \frac{Z_o(s)}{1 + T_v(s)} = Z_o(s) \cdot S(s). \quad (3)$$

The general expression of  $G_v(s)$  in conventional ACC is given by (4). The zero  $\omega_{zv}$  is chosen to compensate the dominant pole of the power stage,  $VOC(s)$ . In order to attenuate the second line harmonic at the control signals, the pole  $\omega_{iv}$  is placed around half the frequency of the output voltage ripple, i.e., around the line frequency  $f_{line}$  (50 or 60 Hz). The gain  $\omega_{iv}$ , following (5), is chosen taking into account the desired crossover frequency,  $\omega_{c-v}$ , of  $T_v(s)$ .  $R_{nom}$  is the load resistance at full load

$$G_v(s) = \frac{\omega_{iv} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{zv}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{pv}}\right)} = \frac{\frac{\omega_{c-v}}{K \cdot \beta} \cdot \left(1 + s \frac{R_{nom} C}{2}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{2\pi f_{line}}\right)} \quad (4)$$

$$\omega_{iv} = \frac{\omega_{c-v}}{K_{ff}^2 2V_o R_s \beta} = \frac{\omega_{c-v}}{K \cdot \beta}. \quad (5)$$

## B. Description of the Proposed RMFACC of PFC Rectifiers

The proposed RMFACC scheme is presented in Fig. 4(a). After some block algebra, the equivalent scheme of Fig. 4(b) results, where  $T_{ref}(s) = \beta G_{me}(s) VOC_{ref}(s)$ . The current loop  $T_i(s)$  is the same as in conventional ACC and it contains the same current regulator,  $G_s(s)$ , so that  $T_i(s)$  is not represented in Fig. 4. An additional internal loop with model-following effects  $T_{int}(s)$  is added before closing the outer voltage loop  $T_v(s)$  with the voltage regulator  $G_v(s)$ . The internal loop contains two blocks: a "modeling error" proportional plus integral (PI) regulator  $G_{me}(s)$  and a fixed reference model transfer function  $\beta \cdot VOC_{ref}(s)$ , which is low pass and first order like a conventional ACC power stage. A suitable expression of the reference model is given by (6), which has been directly derived from (1) by taking the nominal load  $R_{nom}$  into account

$$VOC_{ref}(s) = \frac{K_{ac} \cdot R_m}{K_{ff}^2} \cdot \frac{1}{2V_o} \cdot \frac{\frac{R_{nom}}{R_s}}{1 + \frac{R_{nom} C}{2} s}. \quad (6)$$

The output of the reference model  $\beta \cdot v_{o-est}$  is an estimation of the sensed output voltage  $\beta \cdot v_o$  if  $VOC(s) = VOC_{ref}(s)$  and without disturbances. Thus, the signal  $e(s)$  is an estimation error that represents the difference between the actual power stage and the chosen reference model. The modeling error regulator  $G_{me}(s)$  is designed for the adequate loop shaping of  $T_{int}(s)$ . The gain of  $T_{int}(s)$  at the frequency of the second line harmonic must be low enough to assure that no significant distortion appears in the line current. Therefore, the crossover frequency of

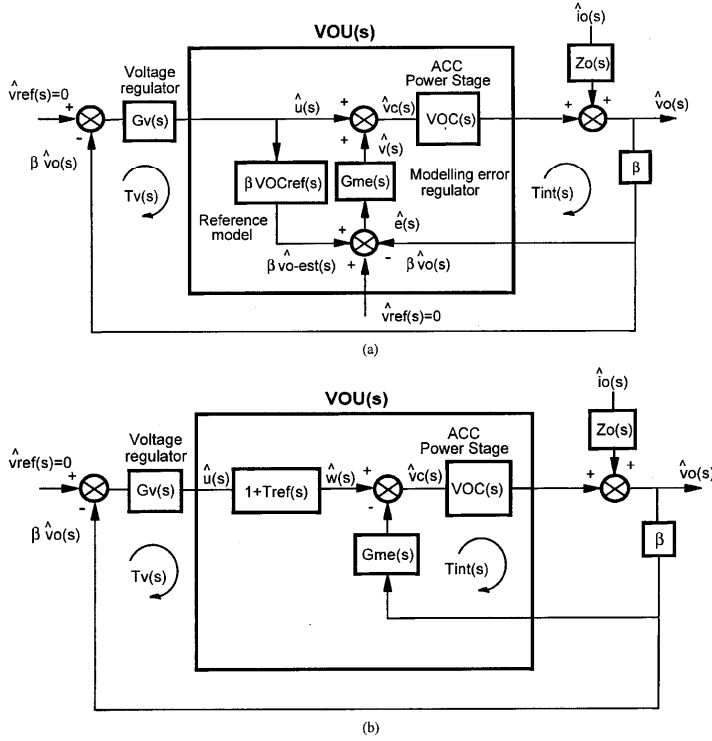


Fig. 4. Block diagram of the proposed RMFACC.

$T_{int}(s)$ ,  $f_{C-int} = \omega_{C-int}/2\pi$ , should be limited to around 10–20 Hz. The loop gain of the internal loop is given by (7)

$$T_{int}(s) = \beta \cdot VOC(s) \cdot G_{me}(s). \quad (7)$$

$VOW(s)$  and  $T_{ref}(s)$ , defined by (8) and (9), respectively, are intermediate transfer functions that are used for the definition of the modified power stage transfer function  $VOU(s)$  expressed by (10)

$$VOW(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{w}(s)} \right|_{i_o=0} = \frac{VOC(s)}{1 + T_{int}(s)} \quad (8)$$

$$T_{ref}(s) = \beta \cdot VOC_{ref}(s) \cdot G_{me}(s) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} VOU(s) &= \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{u}(s)} \right|_{i_o=0} = VOW(s) \cdot (1 + T_{ref}(s)) \\ &= VOC(s) \cdot \frac{(1 + T_{ref}(s))}{(1 + T_{int}(s))} \approx VOC_{ref}(s). \end{aligned} \quad (10)$$

$VOU(s)$  is the transfer function “seen” by the outer voltage regulator of RMFACC  $G_v(s)$ .  $T_{ref}(s)$  is a fixed transfer function and it can be defined as a ‘reference loop gain’, because it agrees with  $T_{int}(s)$  if  $VOC(s) = VOC_{ref}(s)$ . Note from (8) that for the range of frequencies where  $|T_{int}(j\omega)| \gg 1$

and  $|T_{ref}(j\omega)| \gg 1$ , the transfer function seen by the voltage regulator is a fixed one and agrees with  $VOC_{ref}(s)$ , i.e.,  $VOU(s) \approx VOC_{ref}(s)$ . Therefore, the controller of the main voltage loop  $G_v(s)$  can be designed to compensate the reference model, which is a fixed transfer function. That is the basis of the model following action of the inner loop and justifies the approximation made in the last term of (10), which is valid in the frequency range where  $|T_{int}(j\omega)| \gg 1$  and  $|T_{ref}(j\omega)| \gg 1$ . However, the main benefit of RMFACC in this application is not the model-following effect, but the improvement of the closed-loop output impedance by means of an easy and systematic technique. The loop shaping of  $T_v(s)$  (11) by means of the voltage controller  $G_v(s)$  must take into account that the crossover frequency is limited by the distortion of the line current. Therefore, a crossover frequency  $f_{c-v} = \omega_{c-v}/2\pi$  up to about 10–20 Hz should be chosen for  $T_v(s)$

$$T_v(s) = \beta \cdot G_v(s) \cdot VOU(s) \approx \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC_{ref}(s). \quad (11)$$

In Fig. 4(a) a double injection of the reference voltage in the loop can be noticed: as a reference voltage for  $G_v(s)$  and as a reference of  $G_{me}(s)$ . The reason for this is that in steady state the integrating character of both regulators yields:  $V_{ref} = \beta V_o$ ,

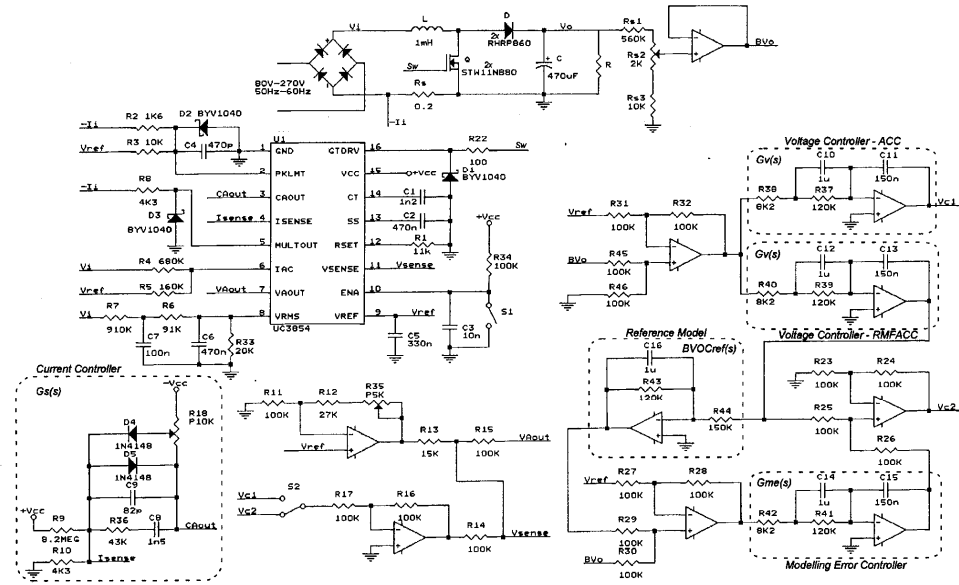


Fig. 5. Schematic of the experimental prototype.

and:  $\beta V_{o-cst} + V_{ref} - \beta V_o = 0$ , so that  $\beta V_{o-cst} = 0$ . With this double injection of  $V_{ref}$  the output of the reference model is zero in steady state, only acting around zero in the presence of disturbances. It's an easy way to avoid the saturation of the reference model output.

### C. Improvement of the Closed-Loop Output Impedance

The expression of the closed-loop output impedance of the PFC rectifier with RMFACC appears in (12)

$$Z_{ocl-RMFACC}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_{int}(s) + \beta \cdot VOC(s) \cdot G_v(s) \cdot (1 + T_{ref}(s))}. \quad (12)$$

Note that at low frequencies  $Z_{ocl}(s)$  is lower with RMFACC (12) than with ACC (3), because the gain of the additional terms of the denominator  $T_{int}(s)$  and  $T_{ref}(s)$  is high in that frequency range. With ACC and a conventional PI voltage regulator, the reduction of  $Z_{ocl}(s)$  at low frequencies implies to increase the crossover frequency,  $f_{c-v}$ , of  $T_v(s)$ , which is strongly limited by the distortion of the line current. With RMFACC,  $Z_{ocl}(s)$  depends not only on  $G_v(s)$ , which determines  $T_v(s)$  and  $f_{c-v}$ , but also on  $T_{int}(s)$  and on  $T_{ref}(s)$ . Therefore, the low-frequency closed-loop output impedance can be reduced without the need of having a high  $f_{c-v}$ .

In PFC boost rectifiers with feedforward loop, the actual power stage  $VOC(s)$  suffers from little variations with respect to  $VOC_{ref}(s)$  around the crossover frequency of the voltage

TABLE II  
EXPRESSIONS OF THE CHOSEN REGULATORS

$G_v(s)$ (ACC and RMFACC)	$G_v(s)$ (ACC and RMFACC)	$G_{me}(s)$	$\beta VOC_{ref}(s)$
$\frac{100000}{s} \frac{1+s/15000}{1+s/300000}$	$\frac{60}{s} \frac{1+s/8}{1+s/120}$	$\frac{60}{s} \frac{1+s/8}{1+s/120}$	$\frac{0.85}{1+s/8}$

loop, i.e.,  $VOC(s) \approx VOC_{ref}(s)$ . Therefore, if  $G_v(s)$  and  $G_{me}(s)$  have the same expression, i.e.,  $G_v(s) = G_{me}(s)$ , the loop gains will be similar, i.e.,  $T_{int}(s) \approx T_{ref}(s) \approx T_v(s)$ , as can be derived from (2), (7), and (9). In this way, a single loop shaping has to be performed for the three loop gains, simplifying the design of RMFACC. Moreover, with  $G_v(s) = G_{me}(s)$  and  $VOC_{ref}(s) \approx VOC(s)$ , the closed-loop output impedance can be expressed by (13)

$$Z_{ocl-RMFACC}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \approx \frac{Z_o(s)}{(1 + T_v(s))^2} = Z_o(s) \cdot S^2(s) = Z_{ocl-ACC}(s) \cdot S(s). \quad (13)$$

From (13), it is worth pointing out that in the frequency range where  $|S(j\omega)| < 1$ , i.e., from dc to the crossover frequency of  $T_v(s)$ , the closed-loop output impedance with RMFACC results from reducing  $Z_o(s)$  "quadratically" with the term  $|S(j\omega)|^2$ . With conventional ACC  $Z_o(s)$  is reduced only by the term  $|S(j\omega)|$ . In other words, the sensitivity function of RMFACC  $S_{RMFACC}(s)$  equals  $S^2(s)$  (14). Therefore, in the

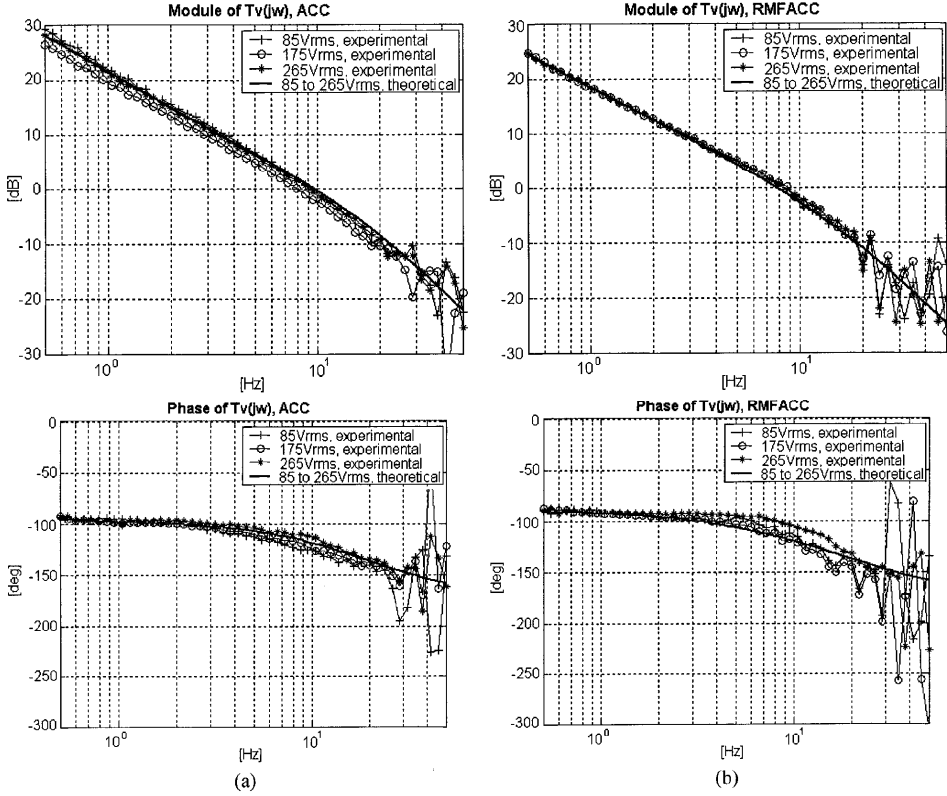


Fig. 6. Experimental measurements of  $T_v(j\omega)$ . (a) ACC. (b) RMFACC.

Bode plots of the closed-loop output impedance, if the low-frequency slope of  $|Z_{ocl-ACC}(j\omega)|_{dB} = N$  dB/dec, the one of  $|Z_{ocl-RMFACC}(j\omega)|_{dB} \approx 2N$  dB/dec.

$$S_{RMFACC}(s) \approx S^2(s). \quad (14)$$

In short, both  $T_{int}(s)$  and  $T_v(s)$  have a low crossover frequency like the voltage loop gain in the conventional ACC of a PFC rectifier. In spite of having low crossover frequencies, the low frequency output impedance of the PFC rectifier is lower with RMFACC than with ACC, so that the dynamic response to load steps is expected to be faster.

#### D. Equivalent High-Order ACC Regulator

From the scheme of RMFACC that appears in Fig. 4(a), the expression of a high-order equivalent ACC regulator  $G_{v-eq}(s)$  can be derived, yielding to (15). The equivalent ACC voltage loop gain,  $T_{v-eq}(s)$ , is given by (16). The gain of  $T_{v-eq}(s)$  at low frequencies is higher than that of  $T_v(s)$  with a conventional PI regulator, but both loop gains have a similar crossover frequency and also a similar gain at  $2f_{line}$ .

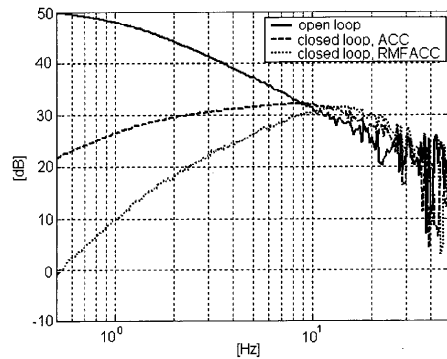


Fig. 7. Module (dB) of the measured output impedance with both ACC and RMFACC.

If  $G_{v-eq}(s)$  were chosen for the ACC loop, the same disturbance rejection performance would be obtained with both



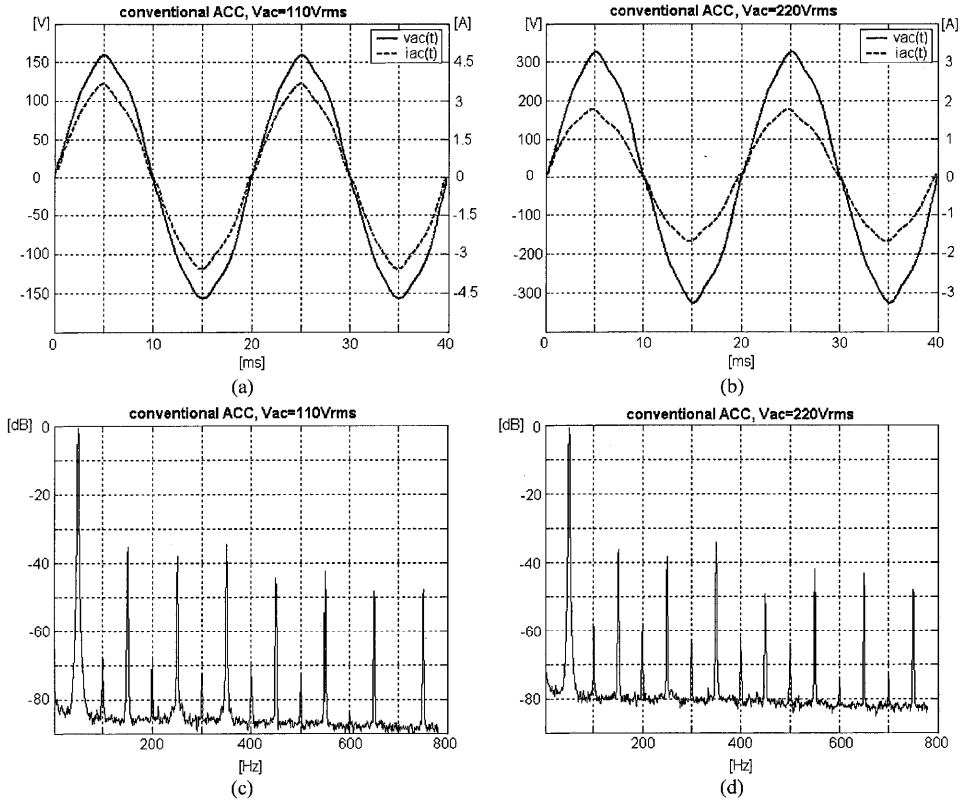


Fig. 8. Measurements of the line voltage, of the input current, and of the input current harmonics with ACC.

ACC and RMFACC. An equivalent expression of the RMFACC closed-loop output impedance, given by (12), is shown by (17) in terms of  $T_{v-eq}(s)$ . The attractive point for practical designers is that RMFACC offers an easy and systematic way for tuning the control loop. An additional advantage of RMFACC is that its implementation following Fig. 4(a) is easier than that of the high-order equivalent ACC controller, because a high-order equivalent regulator is implemented by means of an association of simple controllers ( $G_{me}(s)$ ,  $VOC_{ref}(s)$ , and  $G_v(s)$ )

$$G_{v-eq}(s) = G_v(s) + G_{me}(s) + \beta \cdot G_v(s) \cdot G_{me}(s) \cdot VOC_{ref}(s) \quad (15)$$

$$T_{v-eq}(s) = \beta \cdot G_{v-eq}(s) \cdot VOC(s) \quad (16)$$

$$Z_{ocl-RMFACC}(s) = \frac{Z_o(s)}{1 + T_{v-eq}(s)} \quad (17)$$

### III. SAMPLE DESIGN

Both conventional ACC and the proposed RMFACC schemes have been applied to a boost PFC rectifier with the following features:  $V_{ac} = 85 \text{ V}_{RMS} - 265 \text{ V}_{RMS}$ ,  $f_{line} = 50 \text{ Hz}$ ,  $V_o = 400 \text{ V}$ ,  $P_o = 250 \text{ W}$ ,  $L = 1 \text{ mH}$ ,  $C = 470 \mu\text{F}$ ,  $f_{switching} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_s = 0.2 \Omega$ ,  $\beta = 0.0125$ ,  $K_{ac} = 1.47e - 6 \text{ A/V}$ ,  $K_{ff} = 17.63e - 3$ ,  $R_m = 4.3e + 3 \Omega$ , and  $F_m = 0.19 \text{ V}^{-1}$ . The values of  $L$  and  $C$  have been chosen as in (17), so that the inductor current ripple  $\Delta i_L \approx 1 \text{ A}$ , with a holdup time  $\Delta t \approx 64 \text{ ms}$ .  $\Delta t$  has been defined as the time at which the output voltage decreases to  $V_o = 300 \text{ V}$  after disconnecting the line voltage.

A current regulator  $G_s(s)$  designed by means of conventional loop-shaping techniques [2], [3] has been chosen following Table II. The current loop crossover frequency is about 16 kHz with a phase margin of  $60^\circ$ . The same current regulator is used with ACC and with RMFACC. The voltage loop with conventional ACC is closed with a voltage regulator designed following (4); see Table II. The theoretical crossover frequency with that controller is about 8 Hz. The gain of  $T_v(j\omega)$  at the

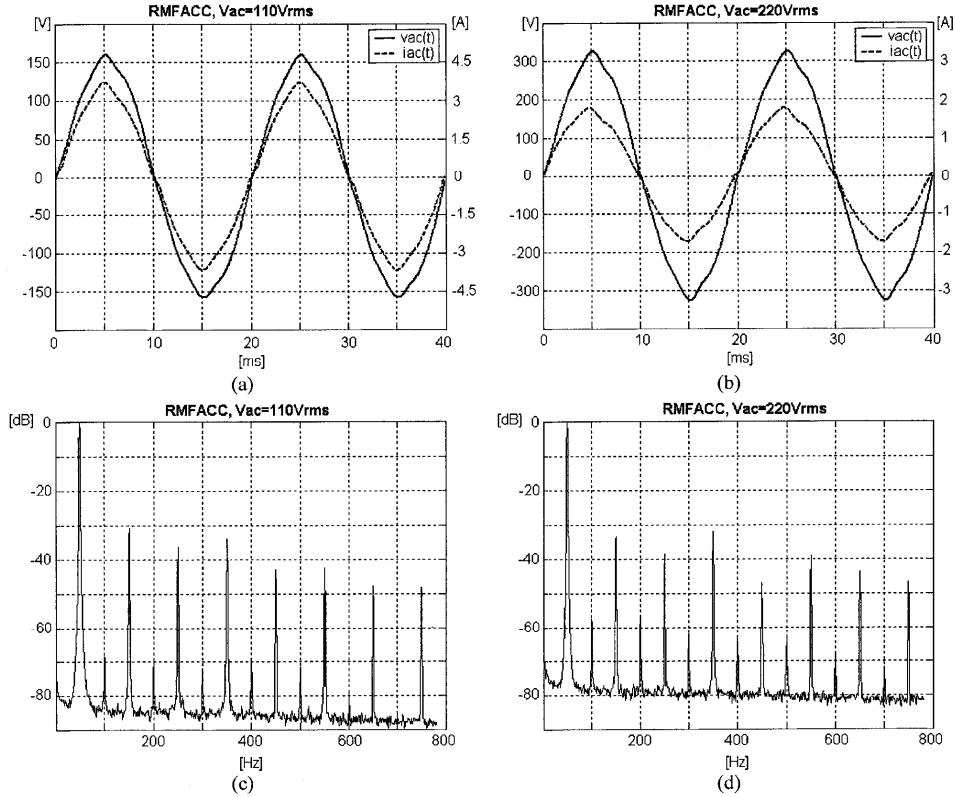


Fig. 9. Measurements of the line voltage, of the input current, and of the input current harmonics with RMFACC.

frequency of the second line harmonic (100 Hz) is lower than  $-35$  dB.

Due to the feedforward path,  $VOC(s)$  does not depend on the input voltage around the voltage loop crossover frequency. The load variations only affect  $VOC(s)$  at very low frequencies, so that the approximation  $VOC_{ref}(s) \approx VOC(s)$  can be made. Therefore, the following design procedure for the RMFACC regulators of a boost PFC rectifier is proposed.

- Step 1) Choose a reference model,  $VOC_{ref}(s)$ , following (6),  $R_{nom} = V_o^2/P_o$  being the full load resistance. In the sample design  $R_{nom} = 640 \Omega$ .
- Step 2) Choose a stabilizing PI controller  $G_{me}(s)$  for cascade compensation of  $VOC(s) = VOC_{ref}(s)$ . From (2) and (7) it results that  $G_{me}(s)$  may have the same expression as  $G_v(s)$  in conventional ACC, following (4). With this choice, the theoretical crossover frequency of  $T_{int}(j\omega)$  is about 8 Hz, with a gain at 100 Hz lower than  $-35$  dB.
- Step 3) Choose a RMFACC voltage controller  $G_v(s) = G_{me}(s)$ .

Steps 1) and 3) simplify the design of RMFACC and agree with the restriction of the maximum gain of  $T_v(j\omega)$  at the frequency of the second line harmonic, as can be derived from (7) and (9)–(11). Due to the feedforward action,  $VOC(s) \approx VOC_{ref}(s)$  in PFC rectifiers. Thus, if  $G_v(s) = G_{me}(s)$  then  $T_v(s) \approx T_{int}(s) \approx T_{ref}(s)$ . If the gain of  $T_{int}(s)$  at 100 Hz has been designed to be small, also the gain of  $T_v(s)$  results as small. Following that approach, Table II summarizes the expressions of the chosen controllers for both conventional ACC and RMFACC.

#### IV. EXPERIMENTAL RESULTS

A boost PFC rectifier with the same values and regulation circuits that were described in paragraph III has been built and tested. The control stage schematic, which has been built around a UC3854 commercial PFC integrated circuit [16], is shown in Fig. 5. A switch (S2) allows closing the voltage loop with ACC (S2 up) or with RMFACC (S2 down). Note the simple implementation of RMFACC by means of some operational amplifiers.

TABLE III  
MEASUREMENTS OF THD<sub>v</sub>%, THD<sub>i</sub>%, PF, AND DPF IN THE WHOLE INPUT VOLTAGE RANGE

		LINE VOLTAGE-INPUT CURRENT			
		85V <sub>RMS</sub> - 3.2A <sub>RMS</sub>	110V <sub>RMS</sub> - 2.4A <sub>RMS</sub>	220V <sub>RMS</sub> - 1.22A <sub>RMS</sub>	265V <sub>RMS</sub> -1A <sub>RMS</sub>
ACC	THD <sub>v</sub>	5.7%	3.1%	3.5%	3.2%
	THD <sub>i</sub>	11.5%	3.8%	6.1%	10.4%
	DPF	1	1	0.99	0.99
	PF	0.99	0.99	0.99	0.98
RMFACC	THD <sub>v</sub>	5.6%	3.1%	3.5%	3.3%
	THD <sub>i</sub>	11.4%	4.1%	5.8%	9.8%
	DPF	1	1	0.99	0.99
	PF	0.99	0.99	0.99	0.98

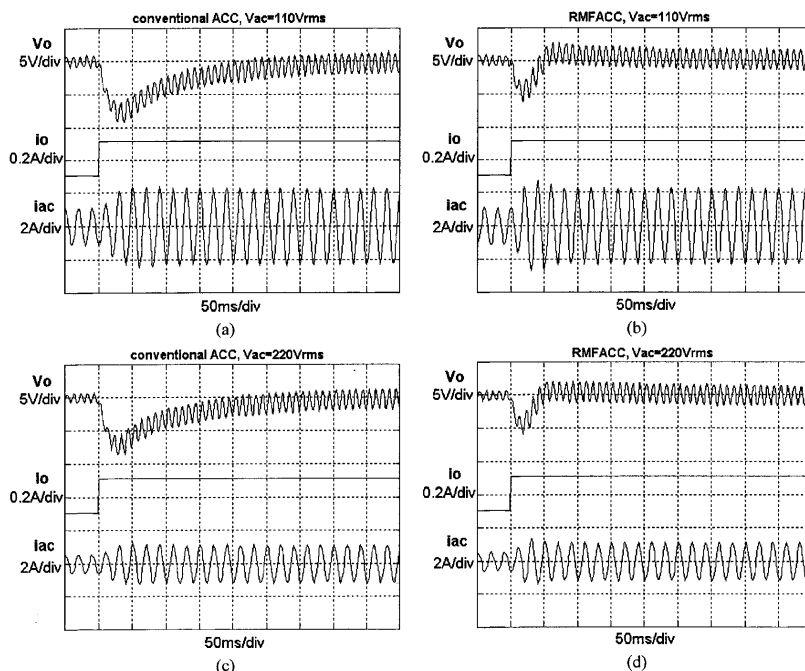


Fig. 10. Measurements of the output voltage response to a load step from 80 to 160 W. (a) ACC,  $V_{ac} = 110 \text{ V}_{\text{RMS}}$ . (b) RMFACC,  $V_{ac} = 110 \text{ V}_{\text{RMS}}$ ; (c) ACC,  $V_{ac} = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ . (d) RMFACC,  $V_{ac} = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ .

#### A. Small-Signal Measurements

The voltage loop gain  $T_v(j\omega)$  of both conventional ACC and RMFACC has been measured with different values of the line voltage and the load. The frequency response Bode plots have been measured with a real-time signal analyzer (YOKOGAWA SA2400). Fig. 6(a) shows the experimental and the theoretical Bode plots of  $T_v(j\omega)$ , gain (dB), and phase (degrees), with conventional ACC,  $P_o = 250 \text{ W}$  (full load), and three values of the input voltage (from 85 to 265  $\text{V}_{\text{RMS}}$ ). The measurements of  $T_{\text{int}}(j\omega)$  with RMFACC offer the same results, so that they are omitted. Fig. 6(b) represents the Bode plots of  $T_v(j\omega)$  in the same conditions with RMFACC. In the whole input voltage range, the measured crossover frequencies with both ACC and

RMFACC are close to 8 Hz. The phase margin is higher than  $50^\circ$  in all cases.

Fig. 7 shows the measured gain Bode plots of the open-loop output impedance  $Z_o(j\omega)$  and of the closed-loop output impedance with both ACC and RMFACC  $Z_{\text{ocl-ACC}}(j\omega)$  and  $Z_{\text{ocl-RMFACC}}(j\omega)$ , respectively, with  $P_o = 250 \text{ W}$  (full load) and  $V_g = 220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ . An improvement of more than 20 dB at low frequencies in favor of RMFACC is noticed. Note that although all loop gains of RMFACC,  $T_{\text{int}}(s)$ ,  $T_{\text{ref}}(s)$  and  $T_v(s)$ , have low crossover frequencies, the output impedance of RMFACC is much smaller at low frequencies than that of ACC. Therefore, the dynamic response of the output voltage to load steps is expected to be faster.

## B. Large-Signal Measurements

Fig. 8(a) and (b) shows the aspect of the line voltage and of the input current for 110 and 220 V<sub>RMS</sub>, respectively, with  $P_o = 250$  W. Fig. 8(c) and (d) shows the normalized harmonic spectrum (dB) of the line current also for 110 and 220 V<sub>RMS</sub>. Fig. 9 shows the same measurements, in the same conditions, with RMFACC.

Table III summarizes the comparative experimental results of the input voltage distortion  $THD_v\%$ , of the line current distortion  $THD_i\%$ , of the power factor  $PF$ , and of the displacement power factor  $DPF$ , with both the conventional and with the proposed control scheme. Note that no significant differences between ACC and RMFACC are remarkable, so that their performance from the line point of view are similar. In other words, the improvement of the closed-loop output impedance is achieved with no additional distortion of the line current.

Fig. 10 shows the experimental response of the output voltage to a load step from 80 to 160 W with both conventional ACC and with the proposed RMFACC, for two different line conditions (110 and 220 V<sub>RMS</sub>). The response is about five times faster with RMFACC than with ACC in both cases (110 and 220 V<sub>RMS</sub>), with a voltage drop reduction of about 33%. Those results validate the improvement of the output impedance in the large signal sense achieved by RMFACC. If the crossover frequency of ACC with a conventional PI controller were increased in order to obtain a similar dynamic response to that of RMFACC, a high distortion of the input current would result [5].

## V. CONCLUSION

RMFACC, a robust model-following ACC loop, has been presented, analyzed, and experimentally applied to a 250-W boost PFC rectifier. It has been shown that the low-frequency output impedance of the converter is greatly reduced, so that the dynamic response of the output voltage to load steps is faster. The improvement of the transient response is achieved with similar values of the input current distortion and of the power factor as with conventional ACC. In fact, RMFACC improves the output impedance without the need of high crossover frequencies in any of its loops ( $T_v$  and  $T_{int}$ ), so that the control signals ripple at the frequency of the second line harmonic is easily attenuated.

The practical implementation of RMFACC consists of adding an inner loop based on a low-pass first-order reference model and a conventional PI regulator, besides the outer voltage loop. It's worth pointing out the simplicity of implementation by means of a standard PFC integrated circuit and some operational amplifiers.

## REFERENCES

- [1] *Electromagnetic Compatibility (EMC)-Part 3: Limits-Section2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current <16 A per-Phase)*, IEC 61000-3-2, 1998.
- [2] W. Tang, R. Ridley, and F. C. Lee, "Small signal modeling of average current-mode control," in *Proc. IEEE APEC '92*, 1992, pp. 747-755.
- [3] F. A. Hulicel, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Small-signal modeling of the single-phase boost high power factor converter with constant frequency control," in *Proc. IEEE PESC'93*, 1993, pp. 475-482.
- [4] Z. M. Jovanovic, "Design trade-offs in continuous current-mode controlled boost power factor correction circuits," in *Proc. HFPC*, 1992, pp. 209-220.

- [5] A. Fernandez, J. Sebastian, P. Villegas, M. M. Hernando, and J. Garcia, "Dynamic limits of a power factor preregulator," in *Proc. IEEE PESC'03*, 2003, pp. 1697-1702.
- [6] M. O. Eissa, S. B. Leeb, G. C. Verghese, and A. M. Stankovic, "A fast analog controller for a unity-power factor AC/DC converter," in *Proc. IEEE APEC'94*, 1994, pp. 551-555.
- [7] S. Wall and R. Jackson, "Fast controller design for practical power-factor correction systems," in *Proc. IEEE IECON'93*, 1993, pp. 1027-1032.
- [8] A. Prodic, J. Chen, R. W. Erickson, and D. Maksimovic, "Digitally controlled low-harmonic rectifier having fast dynamics responses," in *Proc. IEEE APEC'02*, 2002, pp. 476-482.
- [9] S. Baso, P. Mattavelli, L. Rossetto, and G. Spiazzi, "Simple digital control improving dynamic performance of power factor preregulators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 814-823, Sep. 1998.
- [10] G. Garcera, M. Pascual, and E. Figueres, "Robust average current-mode control of multimodule parallel DC-DC PWM converter systems with improved dynamic response," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 5, pp. 995-1005, Oct. 2001.
- [11] M. Morari and E. Zafriou, *Robust Process Control*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1998.
- [12] M. Sedighy, S. B. Dewan, and F. P. Dawson, "Internal model current control of VSC-based active power filters," in *Proc. IEEE PESC'99*, 1999, pp. 155-160.
- [13] F. C. Lee, P. Barbosa, P. Xu, J. Zhang, B. Yang, and F. Canales, "Topologies and design considerations for distributed power system applications," *Proc. IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 939-950, June 2001.
- [14] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control*. New York: Wiley, 1996.
- [15] T. Glad and L. Ljung, *Control Theory: Multivariable and Non-Linear Methods*. New York: Taylor & Francis, 2000.
- [16] P. C. Todd, (1999) *UC3854 controlled power factor correction circuit design*. Unirode-Texas Instruments, Appl. Note U-134. [Online] Available: <http://www.ti.com/>



**Emilio Figueres** (S'97-A'01) received the M.Sc. degree from the Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse (ENSEEIH), Toulouse, France, in 1995, and the Dr. Ingeniero Industrial (Ph.D.) degree from the Polytechnic University of Valencia (UPV), Valencia, Spain, in 2001.

He has collaborated with several industrial companies in the following fields: design of power supplies for particle accelerator superconducting magnets (GH Group and JEMA); induction heating (GH Group); motor drives (Power Electronics Spain); specific power supplies for audio systems (DAS Audio); and training (Ford Spain and RENFE). At the end of 1996, he joined the Electronics Engineering Department of the UPV, where he is currently an Associate Professor and Vice-Director of R&D. His main interests are modeling and control of dc-dc converters, robust control, and power-factor-correction techniques.

Dr. Figueres is a member of the IEEE Power Electronics and IEEE Industrial Electronics Societies.



**José Benavent** was born in Valencia, Spain, in 1968. He received the Ingeniero Técnico Industrial (B.S.) degree from the Polytechnic University of Valencia, Valencia, Spain, in 1991, and the Electronic Engineer (M.Sc.) degree from the University of Valencia, Valencia, Spain, in 2001. He is currently working toward the Ph.D. degree at the Polytechnic University of Valencia.

From 1993 to 1996, he was with the R&D Department of GH ELIN International, involved in the design of high-current switch-mode power supplies. At the end of 1996, he joined the Electronics Engineering Department of the Polytechnic University of Valencia, where he is currently an Assistant Professor. His main research fields are power converter modeling and control, robust control of dc-dc converters, and power-factor-correction circuits.



**Gabriel Garcerá** (S'97–A'99) was born in Valencia, Spain, in 1968. He received the Ingeniero de Telecomunicación (M.Sc.) and Dr. Ingeniero de Telecomunicación (Ph.D.) degrees from the Polytechnic University of Valencia, Valencia, Spain, in 1993 and 1998, respectively.

From 1993 to 1995, he was with the R&D Department of GH ELIN International, involved in the design of high-current switch-mode power supplies for particle accelerator superconducting magnets. At the end of 1995, he joined the Electronics Engineering

Department of the Polytechnic University of Valencia, where he is currently an Associate Professor. His main research fields are power converter modeling and control, robust control of switching converters, soft-switching energy conversion, and power-factor-correction circuits.

Dr. Garcerá is a member of the Spanish Association of Telecommunications Engineers. Since 2004, he has been an Associate Editor of the IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS.



**Marcos Pascual** (S'01–A'04) was born in Alcoy, Spain, in 1972. He received the B.S. and M.Sc. degrees in 1994 and 1998, respectively, from the Polytechnic University of Valencia, Valencia, Spain, where he is currently working toward the Ph.D. degree.

In 1998, he joined the Electronics Engineering Department of the Polytechnic University of Valencia, where he is currently an Assistant Professor. His research interests include modeling and control of dc-dc and resonant power converters.



# APÉNDICE 3

*REFERENCIAS*





## A3 Referencias

- [1] R.D. MIDDLEBROOK, S. CÚK. "A GENERAL UNIFIED APPROACH TO MODELLING SWITCHING CONVERTER POWER STAGES". IEEE PESC CONFERENCE RECORD, 1976, PÁG.18-34.
- [2] V.VORPÉRIAN. "SIMPLIFIED ANALYSIS OF PWM CONVERTERS USING THE MODEL OF THE PWM CONVERTERS USING THE MODEL OF THE PWM SWITCH: PARTS I AND II". IEEE TRANS. ON AES, VOL.26, N°3, MARCH 1990, PÁG.490-505.
- [3] N. MOHAN, T.M. UNDELAND, W. P. ROBBINS. "POWER ELECTRONICS: CONVERTERS, APPLICATIONS AND DESIGN" (2ND EDITION). JOHN WILEY AND SONS 1995.
- [4] R.RIDLEY. "A NEW, CONTINUOUS TIME MODEL FOR CURRENT MODE CONTROL". IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL.6, APRIL 1991, PP.271-280.
- [5] D. SABLE, R. RIDLEY, B.CHO. "COMPARISON OF PERFORMANCE OF SINGLE-LOOP AND CURRENT INJECTION CONTROL FOR PWM CONVERTERS WHICH OPERATE IN BOTH CONTINUOUS AND DISCONTINUOUS MODES OF OPERATION". PROCEEDINGS PESC'90, PP 74-79.
- [6] B. BRYANT, M.K. KAZIMIERCZUK. "VOLTAGE LOOP OF BOOST PWM DC-DC CONVERTERS WITH PEAK CURRENT-MODE CONTROL". CIRCUITS AND SYSTEMS I: REGULAR PAPERS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 53, 2006 , PAGE(S): 99 – 105.
- [7] B. BRYANT, M.K. KAZIMIERCZUK. "MODELING THE CLOSED-CURRENT LOOP OF PWM BOOST DC-DC CONVERTERS OPERATING IN CCM WITH PEAK CURRENT-MODE CONTROL". CIRCUITS AND SYSTEMS I: REGULAR PAPERS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 52, 2005, PAGE(S): 2404 – 2412.
- [8] G.K. ANDERSEN, F. BLAABJERG. "CURRENT PROGRAMMED CONTROL OF A SINGLE-PHASE TWO-SWITCH BUCK-BOOST POWER FACTOR CORRECTION CIRCUIT". INDUSTRIAL ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 53, 2005, PAGE(S): 263 – 271.
- [9] W.TANG, R.RIDLEY, F.C. LEE. "SMALL-SIGNAL MODELING OF AVERAGE CURRENT-MODE CONTROL" PROCEEDINGS OF THE IEEE APEC 1992.

- [10] D.O.SULLIVAN, H. SPRUIJT, A. CRAUSAZ. "PULSE WIDTH MODULATION (PWM) CONDUCTANCE CONTROL". ESA JOURNAL, VOL. 13, 1989.
- [11] UNITRODE POWER SUPPLY DESIGN SEMINAR HANDBOOK 1990. "AVERAGE CURRENT-MODE CONTROL OF SWITCHING POWER SUPPLIES".
- [12] J. RAJAGOPALAN, F.C. LEE, P. NORA. "A GENERAL TECHNIQUE FOR DERIVATION OF AVERAGE CURRENT MODE CONTROL LAWS FOR SINGLE-PHASE POWER-FACTOR-CORRECTION CIRCUITS WITHOUT INPUT VOLTAGE SENSING". POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 14 , 1999, PAGE(S): 663 – 672.
- [13] Y.S. JUNG, M.J. YOUN. "SAMPLING EFFECT IN CONTINUOUS-TIME SMALL-SIGNAL MODELLING OF AVERAGE-CURRENT MODE CONTROL". ELECTRIC POWER APPLICATIONS, IEE PROCEEDINGS. VOLUME: 149, 2002, PAGE(S): 311 – 316.
- [14] J. SEBASTIAN, P.J. VILLEGAS, M. HERNANDO, F. NUNO, F. FERNANDEZ-LINERA. "AVERAGE-CURRENT-MODE CONTROL OF TWO-INPUT BUCK POSTREGULATORS USED IN POWER-FACTOR CORRECTORS". INDUSTRIAL ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 46, 1999, PAGE(S): 569 – 576.
- [15] R. W. ERIKSON, D. MAKSIMOVIC. "FUNDAMENTALS OF POWER ELECTRONICS" (2<sup>ND</sup> EDITION). KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS.
- [16] D. MAKSIMOVIC, YUNGTAEK JANG, R.W. ERICKSON. "NONLINEAR-CARRIER CONTROL FOR HIGH-POWER-FACTOR BOOST RECTIFIERS". POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 11, 1996, PAGE(S): 578 – 584.
- [17] K.M. SMEDLEY, S. CUK. "ONE-CYCLE CONTROL OF SWITCHING CONVERTERS". POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 10, 1995, PAGE(S): 625 – 633.
- [18] B.A. FRANCIS, G. ZAMES. "ON  $H_{\infty}$  OPTIMAL SENSITIVITY THEORY FOR SISO FEEDBACK SYSTEMS". IEEE TRANSACTIONS ON AUTOM. CONTROL, VOL. QC-29, PP 9-16, 1984.
- [19] J.C. DOYLE. "LECTURE NOTES IN ADVANCES IN MULTIVARIABLE CONTROL". ONR/HONEYWELL WORKSHOP, MINNEAPOLIS, M.N, 1984.
- [20] J.C. DOYLE, K. GLOVER, P.P. KHARGONEKAR, AND B.A. FRANCIS. "STATE SPACE SOLUTIONS TO STANDARD  $H_2$  AND  $H_{\infty}$  CONTROL PROBLEMS".

- IEEE TRANSACTIONS IN AUTOMATICS CONTROL, VOL. 34, N° 8, PP 831-847, 1989.
- [21] E. VIDAL-IDIARTE, L. MARTINEZ-SALAMERO, H. VALDERRAMA-BLAVI, F. GUINJOAN, J. MAIXE. "ANALYSIS AND DESIGN OF  $H_8$  CONTROL OF NONMINIMUM PHASE-SWITCHING CONVERTERS". CIRCUITS AND SYSTEMS I: FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 50, 2003, PAGE(S): 1316 – 1323.
  - [22] S.BUSO. "DESIGN OF A ROBUST VOLTAGE CONTROLLER FOR A BUCK-BOOST CONVERTER USING  $\mu$ -SYNTHESIS". IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY, VOL.7, N°2, PÁG.222-229, 1999.
  - [23] G. BALAS, J.DOYLE, K. GLOVER, A.PACKARD, AND R. SMITH. " $\mu$ -ANALYSIS AND SYNTHESIS TOOLBOX". MUSYN INC. AND THE MATHWORKS INC., 1998.
  - [24] AUTORES: G. GARCERÁ, E. FIGUERES, J. M. BENAVENT. "CURRENT MODE CONTROL WITH AUXILIARY CONTROLLER OF DC-DC SWITCHING BUCK CONVERTERS WITH ROBUST PERFORMANCE". PROCEEDINGS ESPC'98. ISBN: 92-9092-664-3, 1998.
  - [25] G. GARCERÁ, E. FIGUERES, J. M. BENAVENT. "ANALOG ADAPTIVE CURRENT INJECTED CONTROL OF DC-DC SWITCHING CONVERTERS WITH ROBUST DYNAMIC RESPONSE". PROCEEDINGS IECON'98. ISBN: 0-7803-4503-7, 1998.
  - [26] G.GARCERÁ, E.FIGUERES, A. MOCHOLÍ. "NOVEL THREE-CONTROLLER AVERAGE CURRENT-MODE CONTROL OF DC-DC PWM CONVERTERS WITH IMPROVED ROBUSTNESS AND DYNAMIC RESPONSE". IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL.15, N.3, PP.516-528, 2001.
  - [27] G. GARCERÁ, E. FIGUERES, M. PASCUAL, J. M. BENAVENT. "NOVEL ANALOG ADAPTIVE THREE-LOOP AVERAGE CURRENT MODE CONTROL OF PARALLEL DC-DC CONVERTERS". PROCEEDINGS IECON'02. ISBN: 0-7803-7475-4, 2002.
  - [28] E. FIGUERES, G. GARCERÁ, J. M. BENAVENT, J. A. MARTÍNEZ, A. ABELLÁN. "NEW DUTY RATIO CONTROL OF SWITCHING CONVERTERS FOLLOWING A MODEL REFERENCE BASED SCHEME". PROCEEDINGS IECON'02. ISBN: 0-7803-7475-4, 2002.
  - [29] E.FIGUERES, G.GARCERÁ, J.MANUEL BENAVENT, M. PASCUAL, J.A. MARTÍNEZ. "ADAPTIVE TWO LOOP VOLTAGE MODE CONTROL OF DC-

- DC SWITCHING CONVERTERS". IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 54, PP 239-253, 2006.
- [30] D. CERVER, G. GARCERÁ, E. FIGUERES, J. M. BENAVENT, M. PASCUAL. "ANALYSIS AND DESIGN OF A ROBUST MODEL-FOLLOWING CONTROL CIRCUIT FOR MULTIPLE-OUTPUT ISOLATED DC-DC CONVERTERS WITH CURRENT INJECTION CONTROL". PROCEEDINGS PESC'04. ISBN: 0-7803-8399-0/0-7803-8400-8, 2004.
- [31] G. GARCERÁ, E. FIGUERES, M. PASCUAL, J. M. BENAVENT. "ANALYSIS AND DESIGN OF A ROBUST AVERAGE CURRENT MODE CONTROL LOOP FOR PARALLEL BUCK DC-DC CONVERTERS TO REDUCE LINE AND LOAD DISTURBANCE". IEE PROCEEDINGS- ELECTRIC POWER APPLICATIONS. VOL. 151, PP 414-424, 2004.
- [32] G. GARCERÁ, E. FIGUERES, M. PASCUAL Y J.M. BENAVENT. "ROBUST MODEL FOLLOWING CONTROL OF PARALLEL BUCK CONVERTERS". IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS, VOL. 40 N°3, PP 983-997, 2004.
- [33] G. GARCERÁ, E. FIGUERES. "MÉTODO Y CIRCUITO ELECTRÓNICO DE CONTROL MODO CORRIENTE MEDIA ROBUSTO DE CONVERSORES DC-DC CONMUTADOS". P9901708. PAÍSES A LOS QUE SE HA EXTENDIDO: EEUU, JAPÓN, UNIÓN EUROPEA. TITULAR: UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA.
- [34] E. FIGUERES, G.GARCERÁ. "MÉTODO Y CIRCUITO DE CONTROL BASADO EN MODELO DE REFERENCIA DE CONVERTIDORES CONMUTADOS" P200400317. PAÍSES A LOS QUE SE HA EXTENDIDO: EEUU, JAPÓN, UNIÓN EUROPEA. TITULAR: UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA.
- [35] "ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC)-PART 3: LIMITS-SECTION2: LIMITS FOR HARMONIC CURRENT EMISSIONS (EQUIPMENT INPUT CURRENT <16A PER PHASE)", IEC 61000-3-2 DOCUMENT, 1998.
- [36] F.A.HULIEHEL, F.C.LEE, B.H.CHO. "SMALL-SIGNAL MODELING OF THE SINGLE-PHASE BOOST HIGH POWER FACTOR CONVERTER WITH CONSTANT FREQUENCY CONTROL". PROCEEDINGS OF THE POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE (PESC), 1993, PP.475-482.
- [37] Z.M. JOVANOVIC, "DESIGN TRADE-OFFS IN CONTINUOUS CURRENT-MODE CONTROLLED BOOST POWER FACTOR CORRECTION CIRCUITS", IN HFPC, 1992, PP. 209-220.

- [38] FERNANDEZ, A.; SEBASTIAN, J.; VILLEGAS, P.; HERNANDO, M.M.; GARCIA, J. "DYNAMIC LIMITS OF A POWER FACTOR PREREGULATOR", IN IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, PP.1697-1602, 2003.
- [39] M.O. EISSA, S.B. LEEB, G.C. VERGHESE, A.M. STANKOVIC, "A FAST ANALOG CONTROLLER FOR A UNITY-POWER FACTOR AC/DC CONVERTER ", IN APEC'94, 1994, PP. 551-555.
- [40] S.WALL, R. JACKSON, "FAST CONTROLLER DESIGN FOR PRACTICAL POWER-FACTOR CORRECTION SYSTEMS", IN IECON'93, 1993, PP. 1027-1032.
- [41] A. PRODIC, J. CHEN, R.W. ERIKSON, D. MAKSIMOVIC. "DIGITALLY CONTROLLED LOW-HARMONIC RECTIFIER HAVING FAST DYNAMICS RESPONSES", IN APEC'02, 2002, PP. 476-482.
- [42] S. BUSO, P. MATTAVELLI, L. ROSSETTO, G. SPIAZZI. "SIMPLE DIGITAL CONTROL IMPROVING DYNAMIC PERFORMANCE OF POWER FACTOR PREREGULATORS", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL.13, N°5, 1998.
- [43] V.M. RAO, A.K. JAIN, K.K. REDDY, A. BEHAL. "EXPERIMENTAL COMPARISON OF DIGITAL IMPLEMENTATIONS OF SINGLE-PHASE PFC CONTROLLERS". INDUSTRIAL ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 55, 2008, PAGE(S): 67 – 78.
- [44] A. PRODIC, JINGQUAN CHEN, R.W. ERICKSON, D. MAKSIMOVIC. "DIGITALLY CONTROLLED LOW-HARMONIC RECTIFIER HAVING FAST DYNAMIC RESPONSES". IEEE APEC 2002. VOLUME: 1, 2002, PAGE(S): 476 – 482.
- [45] A. PRODIC, D. MAKSIMOVIC, R.W. ERICKSON. "DEAD-ZONE DIGITAL CONTROLLERS FOR IMPROVED DYNAMIC RESPONSE OF LOW HARMONIC RECTIFIERS". POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 21, 2006, PAGE(S): 173 – 181.
- [46] JINGQUAN CHEN, A. PRODIC, R.W. ERICKSON, D. MAKSIMOVIC. "PREDICTIVE DIGITAL CURRENT PROGRAMMED CONTROL". POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 18, 2003, PAGE(S): 411 – 419.
- [47] P. ATHALYE, D. MAKSIMOVIC, R.W. ERICKSON. "VARIABLE-FREQUENCY PREDICTIVE DIGITAL CURRENT MODE CONTROL". POWER ELECTRONICS LETTERS, IEEE. VOLUME: 2, 2004, PAGE(S): 113 – 116.

- [48] J.M. BENAVENT, E. FIGUERES, G. GARCERÁ, M. PASCUAL. "ROBUST MODEL-FOLLOWING REGULATOR FOR AVERAGE CURRENT-MODE CONTROL OF BOOST DC-DC CONVERTERS". PROCEEDINGS IEEE ISIE '05, ISBN 0-7803-8739-2 (CD-ROM), 2005.
- [49] J.M. BENAVENT, E. FIGUERES, G. GARCERÁ, D. CERVER Y M. PASCUAL. "DESIGN AND EVALUATION OF A POWER FACTOR CORRECTION RECTIFIER WITH ROBUST CONTROL AND FAST DYNAMIC RESPONSE". PROCEEDINGS IEEE PESC'04, ISBN 07803-8400-8 (CD-ROM) Y 0-7803-8399-0 (VERSIÓN IMPRESA), IEEE, PP. 2340-2345, VOL. 3, 2004.
- [50] E. FIGUERES, J.M. BENAVENT, G. GARCERÁ, M. PASCUAL. "ROBUST CONTROL OF POWER FACTOR CORRECTION RECTIFIERS WITH FAST DYNAMIC RESPONSE". IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL 53, PP.66-76, 2005.
- [51] E. FIGUERES, J. M. BENAVENT, G. GARCERÁ, J. SANDÍA. "ROBUST AVERAGE CURRENT-MODE CONTROL OF BOOST DC-DC CONVERTERS". PROCEEDINGS EPE'03. ISBN: 90-75815-07-7, 2003.
- [52] E. FIGUERES, J. M. BENAVENT, G. GARCERÁ, M. PASCUAL. "A CONTROL CIRCUIT WITH LOAD CURRENT INJECTION FOR SINGLE-PHASE POWER FACTOR CORRECTION RECTIFIERS". IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. VOL 54, PP 1272-1281, 2007.
- [53] E. FIGUERES, J. M. BENAVENT, G. GARCERÁ, M. PASCUAL, I. MIRÓ. "ANALYSIS AND DESIGN OF A POWER FACTOR CORRECTION RECTIFIER WITH LOAD CURRENT INJECTION". PROCEEDINGS ISIE'05. ISBN: 0-7803-8738-4, 2005.
- [54] R. REDL, N. O. SOKAL. "NEAR-OPTIMUM DYNAMIC REGULATION OF DC-DC CONVERTERS USING FEED-FORWARD OF OUTPUT CURRENT AND INPUT VOLTAGE WITH CURRENT-MODE CONTROL". POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: PE-1, 1986, PAGE(S): 181 – 192.
- [55] SUYONG CHAE, BYUNGCHUL HYUN, P. AGARWAL, WOOSUP KIM, BOHYUNG CHO. "DIGITAL PREDICTIVE FEED-FORWARD CONTROLLER FOR A DC-DC CONVERTER IN PLASMA DISPLAY PANEL". POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 23, 2008, PAGE(S): 627 – 634.
- [56] A.V. PETERCHEV, S.R. SANDERS. "LOAD-LINE REGULATION WITH ESTIMATED LOAD-CURRENT FEEDFORWARD: APPLICATION TO

- MICROPROCESSOR VOLTAGE REGULATORS". POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 21, 2006, PAGE(S): 1704 – 1717.
- [57] M. KARPPANEN, M. HANKANIEMI, T. SUNTIO, M. SIPPOLA. "DYNAMICAL CHARACTERIZATION OF PEAK-CURRENT-MODE-CONTROLLED BUCK CONVERTER WITH OUTPUT-CURRENT FEEDFORWARD". POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 22, 2007, PAGE(S): 444 – 451.
- [58] M. K. KAZIMIERCZUK AND A. MASSARINI, "FEEDFORWARD CONTROL OF DC-DC PWM BOOST CONVERTER," *IEEE TRANS. CIRCUITS SYST. I, REG. PAPER*, VOL. 44, NO. 2, PP. 143-148, FEB. 1997.
- [59] B. ARBETTER AND D. MAKSIMOVIC, "FEEDFORWARD PULSE WIDTH MODULATORS FOR SWITCHING POWER CONVERTERS," *IEEE TRANS. POWER ELECTRON.*, VOL. 12, NO. 2, PP. 361-368, MAR. 1997.
- [60] W. TANG, R. RIDLEY, F. C. LEE. "SMALL-SIGNAL MODELING OF AVERAGE CURRENT-MODE CONTROL". IEEE APEC 1992.
- [61] UNITRODE POWER SUPPLY DESIGN SEMINAR HANDBOOK 1990. "AVERAGE CURRENT-MODE CONTROL OF SWITCHING POWER SUPPLIES".
- [62] K. MAHABIR, G. VERGHESE, J. THOTTUVELIL, A. HEYMAN. "LINEAR AVERAGED AND SAMPLE-DATA MODELS FOR LARGE-SIGNAL CONTROL OF HIGH POWER FACTOR AC-DC CONVERTERS". PESC 1990, PP. 372-381.
- [63] V. I. THOTTUVELIL, D. CHIN, G. VERGHESE. "HIERARCHICAL APPROACH TO MODELING HIGH POWER FACTOR AC-DC CONVERTERS". IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 6, NO. 2, PP. 179-187, APRIL 1991.
- [64] R. RIDLEY. "AVERAGE SMALL-SIGNAL ANALYSIS OF THE BOOST POWER FACTOR CORRECTION CIRCUIT". VPEC SEMINAR PROCEEDINGS, 1989, PP. 108-120.
- [65] J. B. WILLIAMS. "DESIGN OF FEEDBACK LOOPS IN UNITY POWER FACTOR AC-DC CONVERTERS". PESC 1989, PP. 959-967.
- [66] C. P. HENZE, N. MOHAN. "A DIGITALLY CONTROLLED AC-DC POWER FACTOR CONDITIONER THAT DRAWS SINUSOIDAL INPUT CURRENT". PESC 1986, PP. 531-540.

- [67] N. MOHAN, T. M. UNDELAND, R. J. FERRARO. *"SINUSOIDAL LINE CURRENT RECTIFICATION WITH A 100KHZ B-SIT STEP-UP CONVERTER"*. PESC 1984, PP. 92-98.
- [68] M. F. SCHLECHT. *"A LINE INTERFACED INVERTER WITH ACTIVE CONTROL OF THE OUTPUT CURRENT WAVEFORMS"*. PESC 1980, PP. 234-241.
- [69] M. F. SCHLECHT. *"TIME-VARYING FEEDBACK GAINS OF POWER CIRCUITS WITH ACTIVE WAVESHAPING"*. PESC 1981, PP. 52-59.
- [70] M. J. KOCHER, R. L. STEIGERWALD. *"AN AC TO DC CONVERTER WITH HIGH QUALITY INPUT WAVEFORMS"*. PESC 1982, PP. 63-75.
- [71] R. HUDSON, S. HONG, R. HOFT. *"MODELING AND SIMULATION OF DIGITALLY CONTROLLED ACTIVE RECTIFIER FOR POWER CONDITIONING"*. APEC 1990, PP 423-429.
- [72] R. KELLER, G. BAKER. *"UNITY POWER FACTOR OFF-LINE SWITCHING POWER SUPPLIES"*. INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, 1984, PP.332-339.
- [73] YING QIU, LIU H., XIYOU CHEN. *"DIGITAL AVERAGE CURRENT-MODE CONTROL OF PWM DC-DC CONVERTERS WITHOUT CURRENT SENSORS"*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 57, PP 1670-1677, 2010.
- [74] S. CHATTOPADHYAY, V. RAMANARAYANAN. *"DIGITAL IMPLEMENTATION OF A LINE CURRENT SHAPING ALGORITHM FOR THREE PHASE HIGH POWER FACTOR BOOST RECTIFIER WITHOUT INPUT VOLTAGE SENSING"*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 19, PP 709-721, 2004.
- [75] P. MIDYA, P.T. KREIN, M.F. GREUEL. *"SENSORLESS CURRENT MODE CONTROL-AN OBSERVER-BASED TECHNIQUE FOR DC-DC CONVERTERS"*. POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 16, 2001. PAGE(S): 522 – 526.
- [76] YING QIU, XIYOU CHEN, H. LIU. *"DIGITAL AVERAGE CURRENT-MODE CONTROL USING CURRENT ESTIMATION AND CAPACITOR CHARGE BALANCE PRINCIPLE FOR DC-DC CONVERTERS OPERATING IN DCM"*. POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 25, 2010, PAGE(S): 1537 – 1545.
- [77] D. HE, R.M. NELMS. *"FUZZY LOGIC AVERAGE CURRENT-MODE CONTROL FOR DC-DC CONVERTERS USING AN INEXPENSIVE 8-BIT*



- MICROCONTROLLER". INDUSTRY APPLICATIONS, IEEE TRANSACTIONS ON . VOLUME: 41 , 2005, PAGE(S): 1531 – 1538.
- [78] S. CHATTOPADHYAY, S. DAS. "A DIGITAL CURRENT-MODE CONTROL TECHNIQUE FOR DC-DC CONVERTERS". POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 21 , 2006 , PAGE(S): 1718 – 1726.
- [79] JIANPING XU, GUOHUA ZHOU, MINGZHI HE. "IMPROVED DIGITAL PEAK VOLTAGE PREDICTIVE CONTROL FOR SWITCHING DC-DC CONVERTERS". INDUSTRIAL ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 56 , 2009, PAGE(S): 3222 – 3229.
- [80] J. SEBASTIAN, D.G. LAMAR, M.A.P. DE AZPEITIA, M. RODRIGUEZ, A. FERNANDEZ. "THE VOLTAGE-CONTROLLED COMPENSATION RAMP: A WAVESHAPING TECHNIQUE FOR POWER FACTOR CORRECTORS". INDUSTRY APPLICATIONS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 45, 2009, PAGE(S): 1016 – 1027.
- [81] K.P. LOUGANSKI, J.S. LAI. "CURRENT PHASE LEAD COMPENSATION IN SINGLE-PHASE PFC BOOST CONVERTERS WITH A REDUCED SWITCHING FREQUENCY TO LINE FREQUENCY RATIO". POWER ELECTRONICS, IEEE TRANSACTIONS ON. VOLUME: 22 , 2007, PAGE(S): 113 – 119.
- [82] PHILIP C. TODD. "*UC3854 CONTROLLED POWER FACTOR CORRECTION CIRCUIT DESIGN*". UNITRODE APPLICATION NOTE U-134.
- [83] "POWER FACTOR CORRECTION HANDBOOK". ON-SEMICONDUCTORS/HBD853D/2004.

